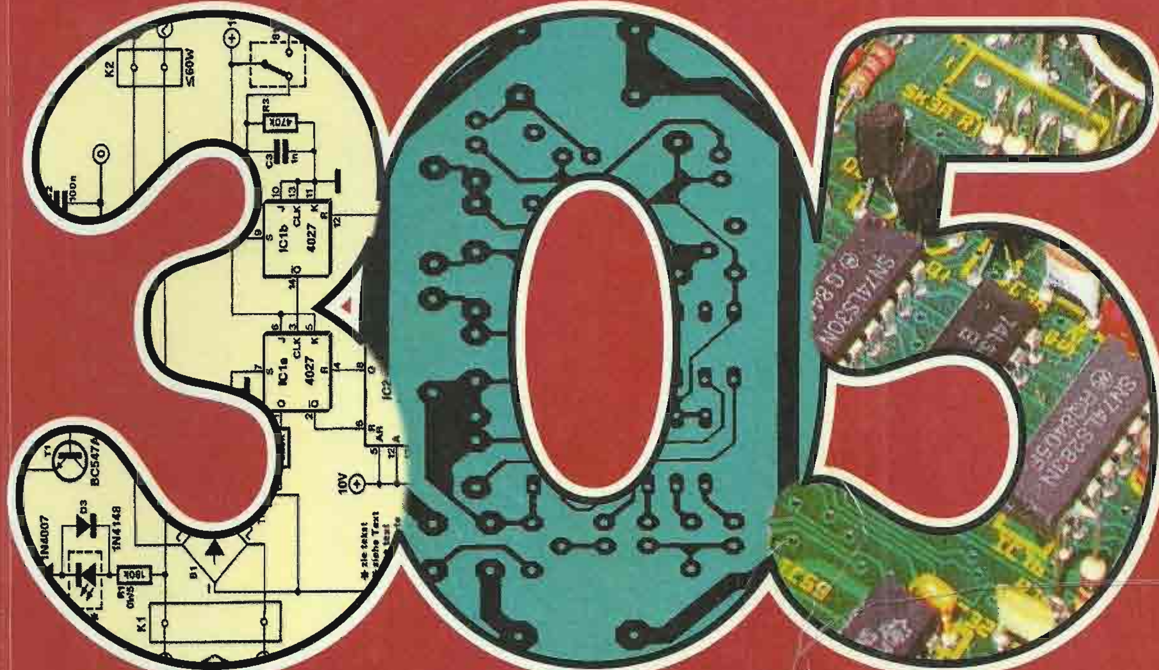
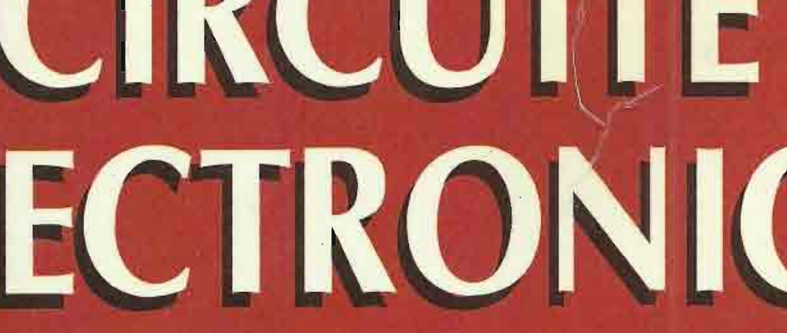
Electronică



305 CIRCUITE ELECTRONICE



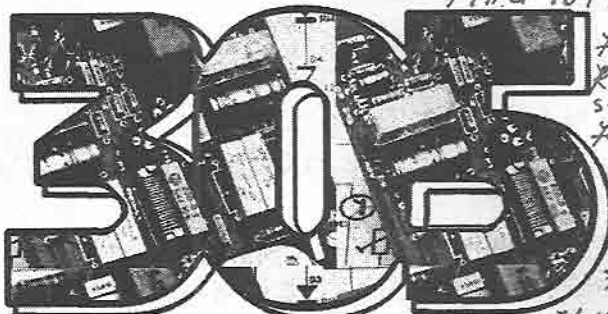
Teora

Internet: www.teora.ro



IC1
3130
IC2
4151
2x
DUS
TUP
TUN
N1
N2
N3
N4
N1, N4 = IC1 = CD4011
9765
Capsulă
HM 35
N5
N6

Seria Electronică Nr. 31



circuite electronice

74LS247 pag. 11
74HCT192 pag. 11
74HCT147
74HCT164 } pag. 82, 137
74HCT02 } pag. 56
RAM 6264 static
74HCT139 } pag. 350
EPROM 27128
74HCT123
74HCT74 } pag. 315
74HCT192 — 116
74HCT193
ROM 27C64 } pag. 308
ROM 27C512 - 64K
ROM 27C1001 - 1M } pag. 90
SN74LS05 - pag. 89
74LS163 - pag. 88
74LS145 - pag. 200

Traducere din limba engleză
de Lucian Manta

Teora

Titlul original: 305 CIRCUITS

Distribuție
București: B-dul Al. I. Cuza nr. 39; tel./fax.: 222.45.33
Sibiu: Șos. Alba Iulia nr. 40; tel.: 069/21.04.72; fax.: 069/23.51.27

Teora – Cartea prin poștă
CP 79-30, cod 72450 București, România
Tel.: 252.14.31
e-mail: cpp@teora.kappa.ro

Teora
CP 79-30, cod 72450 București, România
Fax: 210.38.28
e-mail: teora@teora.kappa.ro

Coperta: Gheorghe Popescu
Tehnoredactare: Techno Media
Șef de redacție: Cora Radulian
Director general: Teodor Răducanu

NOT 2368 TEH CIRCUITE ELECTRONICE, 305
ISBN 973-601-855-5
Printed in Romania

Cuvânt înainte

O dată cu această nouă apariție, colecția celor „300..." de circuite electronice a ajuns la peste 1500 de articole.

În cadrul tematicilor noastre deja consacrate veți descoperi și alte scheme, de mare interes, necesare în montajele dumneavoastră audio și hi-fi, noi variante de surse de alimentare și încărcătoare de baterii – atât de necesare, adeseori –, modernizări hard și soft pentru calculatorul personal, circuite de testare și măsură, îmbunătățiri ale radioreceptoarelor și televizoarelor cât și diverse alte tipuri de montaje utile nouă, tuturor. Din acest capitol, al diverselor, nu i-am uitat nici pe motocicliști, automobiliști, șahiști și chiar... pescari amatori!

Suntem permanent cu ochii pe aceia certați cu legea – prin sistemele antiefracție, pe care vi le propunem și de această dată. Nu au fost neglijați nici grădinarii, copiii sau amatorii de jocuri electronice.

Vreți să vă convingeți personal de toate acestea?

Sunteți invitați în lumea celor peste o mie de minunății ale electronicii!

Elektor Electronics

Decodor Elektor

În această secțiune sunt explicate toate noțiunile, prescurtările și simbolizările, cât și alte notații, frecvent utilizate de Elektor.

Tipuri de semiconductoare

Prescurtările TUP – TUN, DUG – DUS se găsesc adeseori în montajele prezentate în Elektor. Ele se referă la tranzistoare și diode cu utilizare universală, care corespund din punct de vedere al datelor tehnice și se deosebesc doar prin forma capsulei și conexiunilor. Cerințele minime pentru TUP – TUN și DUG – DUS sunt sintetizate în tabelele I și II.

Exemple TUN:
BC 107 (–8, –9), BC 147 (–8, –9)
BC 207 (–8, –9), BC 237 (–8, –9)
BC 317 (–8, –9), BC 347 (–8, –9)
BC 547 (–8, –9), BC 171 (–2, –3)
BC 182 (–3, –4), BC 382 (–3, –4)
BC 437 (–8, –9), BC414

Tabelul I
Cerințe minime pentru TUP și TUN

$U_{CE0\,max}$	20 mV
$I_{C\,max}$	100 mA
$h_{FE\,min}$	100
$P_{tot\,max}$	100 mW
$f_{T\,min}$	100 MHz

Exemple TUP:
BC 177 (–8, –9), BC 157 (–8, –9)
BC 204 (–5, –6), BC 307 (–8, –9)
BC 320 (–1, –2), BC 350 (–1, –2)
BC 557 (–8, –9), BC 251 (–2, –3)
BC 212 (–3, –4), BC 512 (–3, –4)
BC 261 (–2, –3), BC 416

Tabelul II
Cerințe minime pentru DUG și DUS

	DUG	DUS
$U_{R\,max}$	20 V	25 V
$I_{F\,max}$	35 mA	100 mA
$I_{R\,max}$	100 µA	1 µA
$P_{tot\,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D\,max}$	10 pF	5 pF

Exemple DUG:
OA 85, OA 91, OA 95, AA 116

Exemple DUS:
BA 127, BA 217, BA 317,
BAY 61, 1 N 914, 1 N 4148

Multe dispozitive semiconductoare echivalente au simboluri diferite. Pentru a evita dificultățile de procurare a unui tip special, s-a utilizat în Elektor, în măsura posibilităților, o simbolizare universală. Ca exemplu, poate servi circuitul integrat IC 741: 741 înseamnă:
µA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 etc.

Valorile rezistențelor și capacităților

Simbolizarea valorilor rezistențelor și capacităților se face fără virgulă, conform codului de notare internațională:

p (pico)	$= 10^{-12}$	k (kilo)	$= 10^{3}$
n (nano)	$= 10^{-9}$	M (mega)	$= 10^{6}$
µ (micro)	$= 10^{-6}$	G (giga)	$= 10^{9}$
m (mili)	$= 10^{-3}$		

Câteva exemple de simbolizare a valorilor rezistențelor și capacităților:

3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω

0Ω33 = 0,33 Ω

PTC – termistor cu coeficient de temperatură pozitiv

NTC – termistor cu coeficient de temperatură negativ

LDR – fotorezistență

VDR – varistor

4p7 = 4,7 pF

5n6 = 5,6 nF

4µ7 = 4,7 µF

Puterea disipată a rezistențelor este de 1/4 watt (în cazul în care nu este specificată altă valoare).

Tensiunea de străpungere a condensatoarelor cu folie trebuie să fie cu circa 20% mai mare decât tensiunea de lucru a montajului.

Redarea tensiunilor continue

Tensiunile continue date într-un montaj trebuie considerate valori orientative, valorile măsurate putând diferi cu ±10%. (Aparatul de măsură trebuie să aibă o rezistență internă ≥ 20 kΩ / V.)

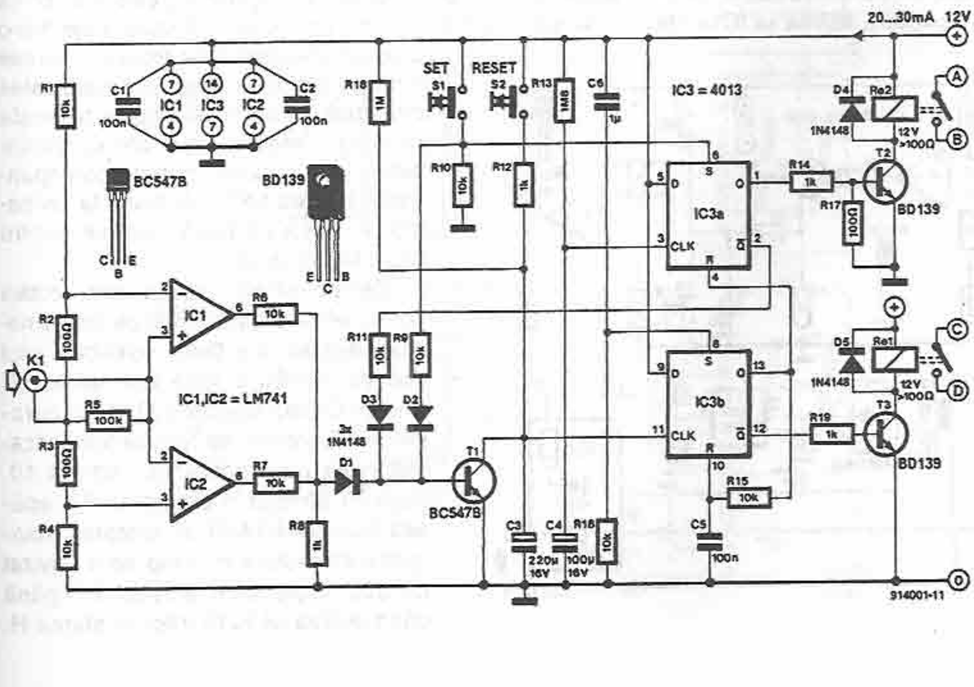
Indicații pentru cei ce-și construiesc singuri montajele:

1. La aparatele construite de dvs., utilizați numai carcase din material plastic. Prin aceasta, toate părțile constructive conducătoare de electricitate sunt protejate mai sigur contra atingerilor.
2. Când, în cazul unor situații speciale, este recomandată o caracasă metalică (de exemplu, carcasele ecran la montajele ÎF), atunci aceasta trebuie să fie totdeauna legată la masă.
3. Toate racordurile la 220 V, ca și toate celelalte puncte în care tensiunea alternativă depășește 42 V, iar cea continuă 60 V, trebuie să fie izolate sigur contra atingerii.
4. Cablul de rețea trebuie asigurat contra smulgerii, cu o brățară fixată în interiorul carcasei. Prin aceasta, el nu mai poate fi smuls accidental din conexiunile transformatorului. În nici un caz nu este permisă simpla introducere a cablului în carcasă printr-un orificiu. Pentru a se evita deterioarea cablului, marginea orificiului trebuie prevăzută neapărat cu un manșon de cauciuc. Această măsură este obligatorie la toate carcasele metalice.

001 Întârziere la conectare / deconectare pentru amplificatoare cu tuburi

Acest circuit a fost proiectat special pentru amplificatoarele cu tuburi. La conectarea amplificatorului, întâi se aplică tensiunea de filament și după câteva minute tensiunea anodică. După un interval de timp fără semnal la intrare, tensiunea anodică este deconectată automat.

În momentul conectării, bistabilul IC3b primește un impuls de preset prin R16-C6. Ieșirea Q (pinul 13) trece în „1" și bistabilul se autoresetează prin R15-C5, determinând anclanșarea releului Re1 prin intermediul lui T3 și alimentarea tuburilor cu tensiune de filament. După o întârziere dependentă de constanta de timp R13-C4, potențialul la intrarea de tact a lui IC3a atinge un nivel care produce basculare a bistabilului, astfel că ieșirea Q (pinul 1) trece în „1". Releul Re2 anclanșează și conectează spre tuburi înalta tensiune. În timpul funcționării amplificatorului, intrarea inversoare a lui IC1 și cea neinversoare a lui IC2 – ambele circuite fiind conectate ca și comparatoare – primesc o tensiune de aproximativ 6 V prin divizorul de tensiune R1-R2-R3-R4. Semnalul audio de la preamplificator sau de la amplificatorul de ieșire (este suficient de pe un singur canal) se aplică ambelor circuite integrate. Masa acestui semnal este conectată la divizorul de tensiune, ceea ce înseamnă că barele de alimentare și masă ale amplificatorului și cele ale circuitului de întârziere trebuie să fie foarte bine izolate între ele. Când nivelul semnalului depășește aproximativ 60 mV, una din ieșirile lui IC1 sau IC2 va trece în starea „1", în funcție de polaritatea semnalului. Tranzistorul T1 este adus în conducție prin R6 sau R7, producând descărcarea lui C3. Când T1 se blochează, C3 se încarcă lent prin R18. Dacă semnalul de intrare lipsește timp de câteva minute, tensiunea pe C3 crește la un nivel care constituie semnal de tact pentru IC3b. Aceasta determină resetarea lui IC3a și prin urmare T2 se blochează, releul Re2 declanșează și decuplează alimentarea de înaltă tensiune a tuburilor. Tranzistorul T1 primește curent de bază prin R11 și D3, încât intrarea de tact a lui IC3b rămâne în „0".



Oricum, acest bistabil autoresetează aproape imediat, prin R15-C5. Intervalul dintre impulsul de tact și resetare este atât de scurt, încât Re1 rămâne anclanșat: tensiunea de filament prin tuburi, așadar, se menține.

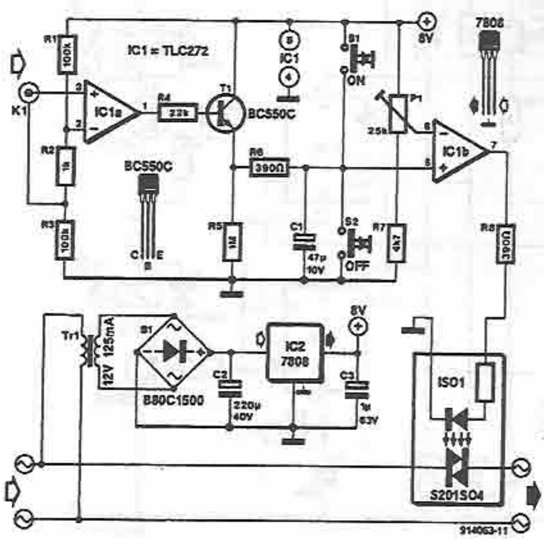
Sunt prevăzute două comutatoare pentru acționare manuală: S1 resetează IC3a, rezultând reconectarea înaltei tensiuni spre tuburi; S2, a cărui apăsare generează un impuls de tact care trece amplificatorul în standby.

002 *Autodeconectare pentru echipamente audio*

Acest circuit simplu deconectează echipamentul din rack-ul dumneavoastră audio în cazul în care acesta nu a emis nici un sunet un anumit interval de timp.

Circuitul este acționat prin apăsarea lui S1, ceea ce produce încărcarea lui C1. Mai departe, ieșirea AO IC1b trece în starea „sus" iar echipamentul audio se alimentează de la rețea prin releul semiconductor ISO1.

Semnalul bornei LINE OUT a amplificatorului audio de putere este aplicat la intrarea circuitului prin conectorul K1. AO IC1a este configurat să funcționeze ca detector de semnal cu prag de declanșare de aproximativ 50 mV. Observați că potențialul masei amplificatorului audio este ridicat în circuitul de autodeconectare la aproximativ +4,5 V, prin intermediul rezistențelor R1-R2-R3. Când semnalul audio este mai mare de 50 mV (adică 4,05 V în raport cu masa circuitului), ieșirea lui IC1a trece în starea H, iar tranzistorul T1 începe să conducă. Drept urmare, C1 se încarcă rapid, astfel încât ISO1 continuă să conducă și să alimenteze echipamentul.



În absența semnalului audio de intrare, C1 se descarcă lent prin R5 și R6. Operaționalul IC1b basculează, iar echipamentul este deconectat de către ISO1 când tensiunea condensatorului scade sub tensiunea stabilită cu ajutorul lui P1 pe intrarea inversoare. Ar fi de remarcat faptul că releul semiconductor specificat aici are un curent nominal maxim de 1,5 A. Dacă este necesară comutarea unor sarcini mari, se recomandă folosirea unui releu convențional.

Cum ieșirile releului și primarul transformatorului sunt conectate la rețea, va trebui acordată mare atenție pentru asigurarea izolării electrice necesare.

Din motive de siguranță, cea mai bună soluție pentru montarea circuitului este într-o carcasă de adaptor de rețea cu ștecher turnat. Cele două conexiuni către rețea din interiorul carcasei trebuie realizate folosind o regletă de borne cu șurub, bine fixate și dimensionate corespunzător. Ieșirea se conectează la un cablu de rețea cu priză multiplă pentru patru sau cinci căi.

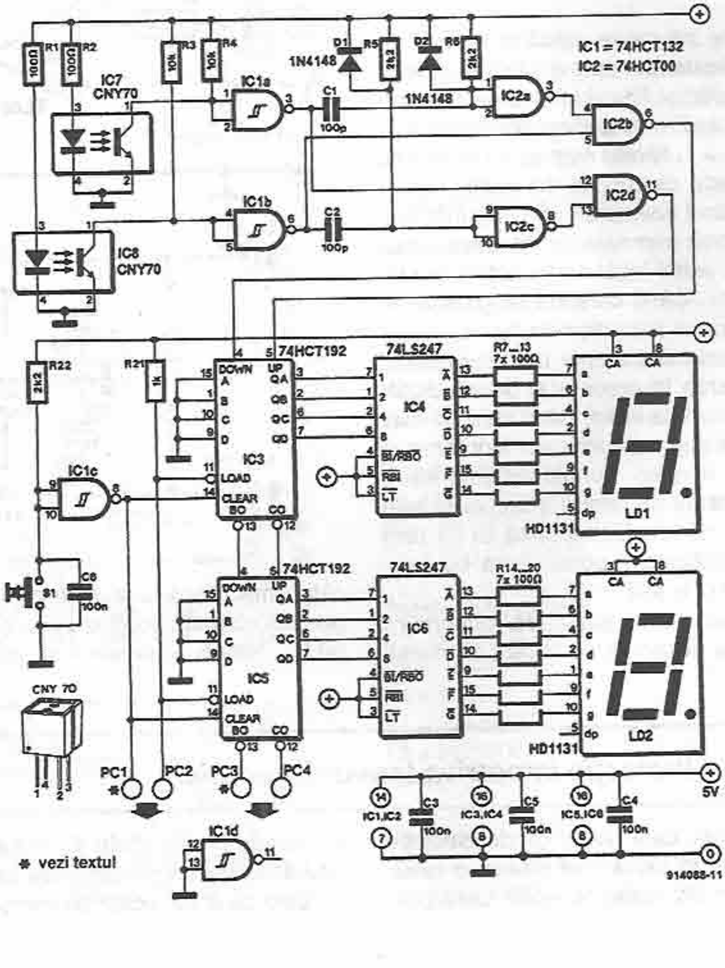
Temporizarea înaintea deconectării echipamentului va depinde de timpul necesar derulării unei benzi, schimbării unui disc etc. Pentru a regla întârzierea, conectați un rezistor de 100 kΩ în paralel cu R5. Astfel, se reduce temporizarea reală aproximativ cu factorul 10. Rotiți P1 complet în direcția lui R7, apăsați butonul START și așteptați scurgerea intervalului de timp dorit (divizat cu 10), după care ajustați P1 până când ieșirea lui IC1b trece în starea H.

Îndepărtați apoi rezistorul de 100 kΩ, apăsați din nou butonul START și măsurați temporizarea reală. Dacă este necesar, reajustați semireglabilul.

003 *Contor digital (de bandă)*

Întrucât mai există magnetofoane care nu au contor mecanic pentru bandă, circuitul prezentat aici oferă o soluție electronică excelentă pentru îmbunătățirea acestora. Bineînțeles, el poate fi folosit și ca înlocuitor al unui contor mecanic. Mai mult, se poate utiliza chiar în alte aplicații, de exemplu ca indicator al înălțimii la care este ridicată greutatea de către o macara jucărie sau pentru indicarea poziției unui cuțit de strung.

Intrarea acestui circuit e formată din două optocuploare. Succesiunea impulsurilor furnizate de acestea depinde de sensul în care se rotește un disc codor. Porțile NAND care urmează în schemă produc din aceste semnale un impuls UP sau DOWN care validează scrierea poziției în numărătorul reversibil, indiferent de sensul de rotație. Cu ajutorul unui decodificator, poziția este afișată pe un display cu șapte segmente. Numărul de cifru dat de numărător



se poate extinde prin conectarea de noi etaje numărător-decodificator-display la terminalul de extensie PC1 ÷ PC4, în același mod în care sunt conectate IC5, IC6 și LD2 la IC3.

Semnalul optic de intrare este dat de un disc codor care este subdivizat într-un număr de sectoare reflectante și nereflectante alternante. Cele două optocuploare sunt astfel poziționate deasupra discului încât, atunci când unul se află deasupra unui sector, celălalt este exact deasupra liniei care separă două sectoare. Desigur, aveți posibilitatea utilizării barierei optice și a unui disc codor cu sectoare alternante, transparente și opace. Se pot, de asemenea, folosi două LED-uri și o pereche de fototranzistoare.

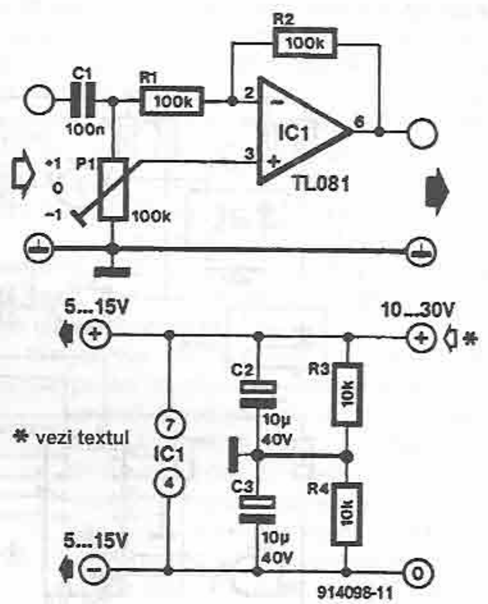
Sursa de alimentare este de 5 V, stabilizată, și trebuie să furnizeze 250 mA. Pentru fiecare etaj suplimentar de numărare, se adaugă încă 100 mA la consumul menționat.

004 *Selector amplificare / atenuare*

Un AO de tipul TL081 și câteva componente pasive sunt suficiente pentru a construi un mic amplificator a cărui amplificare poate fi variată între +1 și −1 cu un potențiometru – vezi schema.

Semnalul de intrare se aplică la ambele intrări ale amplificatorului operațional: la intrarea inversoare prin C1 și R1, și la intrarea neinversoare prin C1 și P1. Amplificatorul are amplificarea R2 / R1 = 1. Nivelul semnalului la intrarea neinversoare este determinat de poziția cursorului lui P1. Când acesta se află la jumătatea cursei, cele două semnale de intrare se anulează reciproc, astfel încât nu se obține nici un semnal la ieșire. Când cursorul se găsește la capătul superior al potențiometrului, semnalul pe intrarea neinversoare este mai mare decât cel de pe intrarea inversoare și devine disponibil, amplificat cu 1, la ieșire. Când cursorul este la potențialul masei, operaționalul funcționează ca amplificator inversor normal cu amplificare unitară. Impedanța de intrare a circuitului este de aproximativ 50 kΩ. Cu valoarea lui C1 dată în schemă, amplificatorul poate lucra cu frecvențe de la 30 Hz în sus.

Circuitul necesită o sursă de alimentare de ±5 ÷ 15 V și absoarbe un curent de numai



câtiva mA. Dacă nu aveți o astfel de sursă, ea poate fi obținută pornind de la o singură sursă de 10 ... 30 V, după cum se arată în schemă.

005 *Protecție împotriva tensiunii continue*

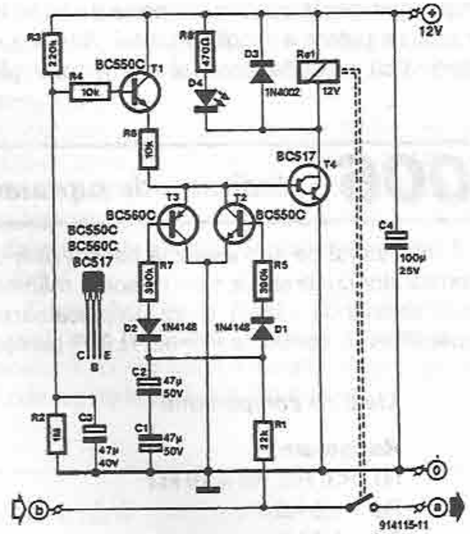
Amplificatoarele care nu au condensator pe ieșire pot aplica, în cazul unui defect, o tensiune continuă pe difuzoare, iar acest lucru poate distruge etajele finale. Circuitul prezentat are rolul de a preveni o asemenea catastrofă.

Este bine ca acest circuit să fie dotat cu

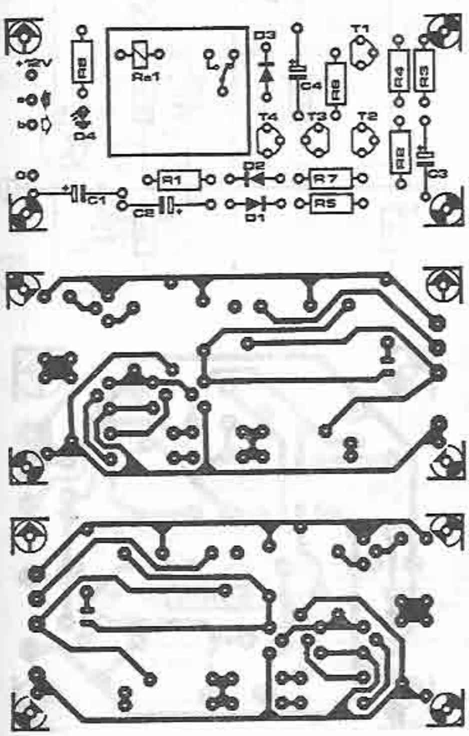
sursă de alimentare separată: acest lucru reduce la minim intervențiile asupra amplificatorului. În orice caz, această sursă trebuie cuplată / decuplată simultan cu cea a amplificatorului, din moment ce tranzistorul T1 asigură anclanșarea releului (care comută intrările difuzoarelor) cu o anumită temporizare. Întârzierea este determinată de constanta de timp R3C3.

Presupunând că amplificatorul funcționează corect, semnalul său de ieșire, din punctul b, este cuplat la punctul a, și implicit la difuzor, prin contactul releului. Datorită constantei de timp R3C3, condensatorul bipolar C1-C2 nu poate fi încărcat de către semnalul alternativ din punctul b. Dacă, însă, un defect determină apariția unei tensiuni continue în acest punct, condensatoarele se vor încărca prin R2. În funcție de polaritatea tensiunii continue, fie T2 fie T3 va trece în conducție, deturnând curentul de bază al lui T4, iar aceasta produce declanșarea releului: ieșirea amplificatorului va fi decuplată de la difuzor.

Tensiunea de alimentare a circuitului de pro-



tecție trebuie să fie nestabilizată și nefiltrată. Este adevărat că C4 asigură o oarecare netezire, însă ceea ce contează este că, după deconectarea amplificatorului, acest condensator se descarcă



Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 22 kΩ
R2 = 1 MΩ
R3 = 220 kΩ
R4, R6 = 10 kΩ
R5, R7 = 390 kΩ
R8 = 470 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 47 µF / 50 V
C3 = 47 µF / 40 V
C4 = 100 µF / 25 V

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148
D3 = 1N4001
D4 = LED
T1, T2 = BC550C
T3 = BC560C
T4 = BC517

Diverse:
Re1 = Releu de 12 V (de exemplu: Siemens V23217-A0002-A101)

mai rapid decât condensatoarele de filtraj din sursa de putere a amplificatorului. Aceasta ne asigură că releul declanșează înainte ca amplificatorul să poată produce un clic în difuzor. În funcție de releu, curentul absorbit de circuit se situează în jurul a 50 mA.

006 *Indicator de suprasarcină*

Indicatorul de suprasarcină constă dintr-un comparator cu fereastră care măsoară mărimea unui semnal AF. Două dintre amplificatoarele operaționale conținute într-un TL072 primesc tensiunea de referință dată de divizorul de tensiune R1-R2-R3-P1. Ieșirile AO comandă T1 prin intermediul diodelor D1 și D2 (care lucrează ca redresoare semialternanță), iar

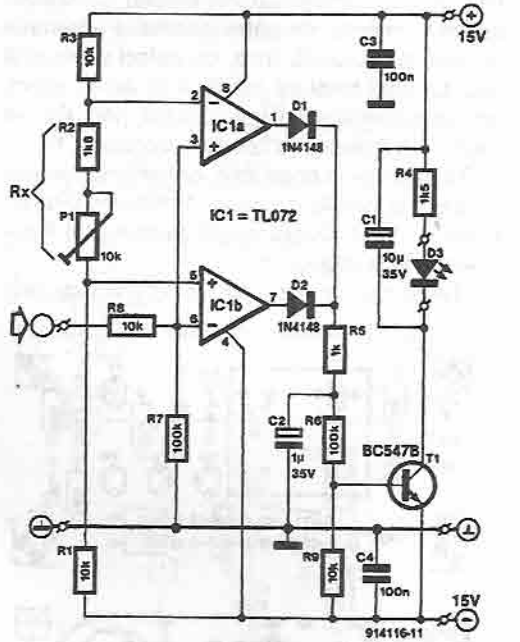
Listă de componente

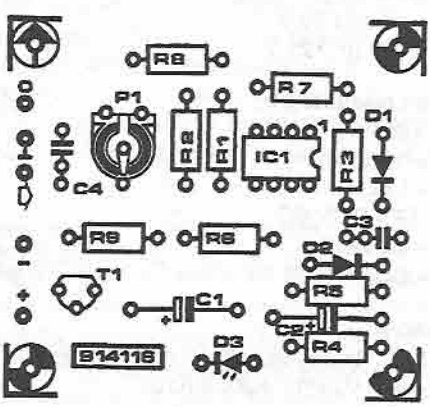
Rezistoare:
R1, R3, R8, R9 = 10 kΩ
R2 = 1,8 kΩ
R4 = 1,5 kΩ
R6, R7 = 100 kΩ
P1 = 10 kΩ semireglabil

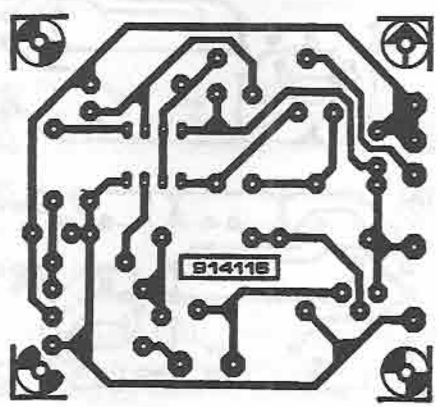
Condensatoare:
C1 = 10 µF / 35 V
C2 = 1 µF / 35 V
C3, C4 = 100 nF

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148
D3 = LED roșu
T1 = BC547B

Circuite integrate:
IC1 = TL072 sau TL082







acesta, la rândul lui, acționează dioda D3. Rețeaua R5-R6-C2 face la LED-ul să lumineze chiar și pentru vârfuri scurte ale semnalului. Condensatorul C2 se încarcă suficient de rapid prin D1 (sau D2) și R5, după care se descarcă lent prin R6, R9 și joncțiunea bază-emitor a lui T1. Condensatorul C1 contribuie și el la prelungirea duratei de iluminare a LED-ului.

Când nivelul semnalului de la intrare este suficient de mare, IC1a este basculat de către semialternanțele pozitive și IC1b de către semialternanțele negative. În felul acesta, un vârf situat deasupra nivelului maxim va fi indicat chiar și atunci când semnalul este asimetric.

Datorită alimentării simetrice și structurii indicatorului, tensiunea de referință pentru ambele AO se poate stabili dintr-un singur potențiometru.

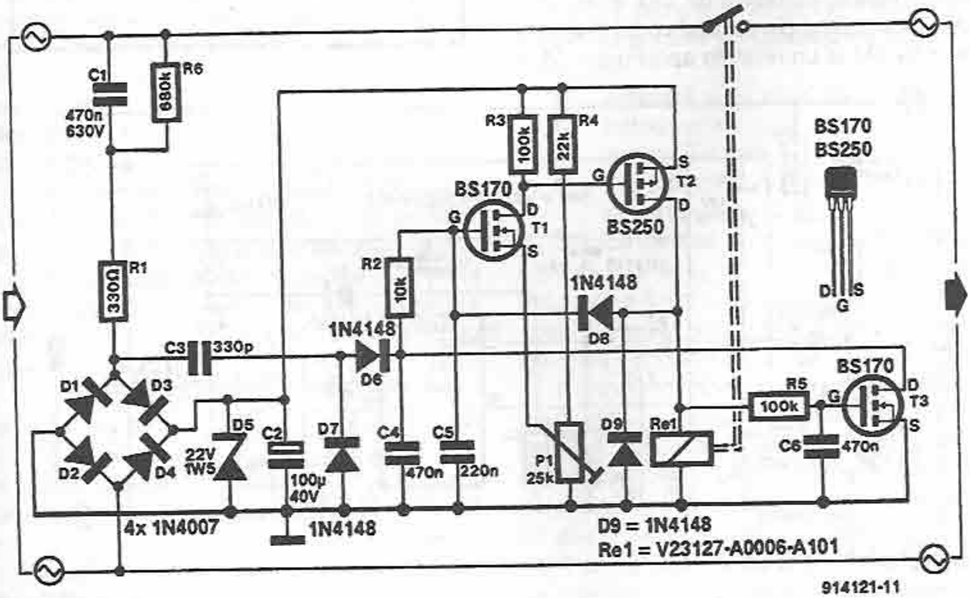
Circuitul consumă un curent de 5-6 mA cu LED-ul stins. Atunci când semnalizează un vârf de suprasarcină, LED-ul absoarbe suplimentar 20 mA. Cu valorile date, tensiunea de referință poate fi reglată aproximativ între 0,9 V și 5,5 V.

Circuitul se poate conecta la ieșirea unui amplificator de putere, dar atunci divizorul de tensiune R7-R8 trebuie adaptat și protejat cu diode legate la liniile de alimentare.

007 *Întârziere la conectarea alimentării*

Alimentarea pentru acest circuit analogic, care permite temporizări de până la 330 secunde, se ia direct de la rețea. Tensiunea continuă de la ieșirea unei punți redresoare este menținută la 22 V de dioda Zener D5. Rezistența R6, care dă posibilitatea descărcării rapide a condensatorului C1 la decuplarea alimentării, trebuie să aibă tensiunea nominală de 250 V c.a. sau 400 V c.c.

Temporizarea este dată inițial de C4, care se încarcă prin C3, a cărui impedanță la 50 Hz este de aproximativ 10 MΩ, și prin redresorul monoalternanță D6-D7. După o anumită perioadă, tensiunea pe C4 devine cu 12 V mai mare decât potențialul sursei lui T1, stabilit de către P1. Grila lui T1 are același potențial ca C4. Rețeaua R2-C5 servește la suprimarea vârfurilor parazite de tensiune.



Când tensiunea pe C4 devine mai mare decât potențialul sursei lui T1, FET-ul începe să conducă, având ca efect trecerea în conducție a lui T2. În plus, tensiunea de pe bobina releului este adusă în grila lui T1, prin D8. Această reacție asigură intrarea rapidă în saturație a lui T1 și T2.

Odată ce releul a fost acționat, tranzistorul T3 este comutat în conducție prin R5-C6. C4 se descarcă prin tranzistor, astfel că circuitul revine rapid în starea inițială. Întârzierea la conectarea alimentării este, prin urmare, neafectată de sarcina reziduală de pe C4. În pofida descărcării lui C4, releul rămâne acționat deoarece potențialul grilei lui T1 este menținut ferm prin D8. Releul nu mai poate fi declanșat decât la decuplarea alimentării.

Observați că circuitul este conectat galvanic la rețea, ceea ce necesită mare atenție în timpul testării și operării.

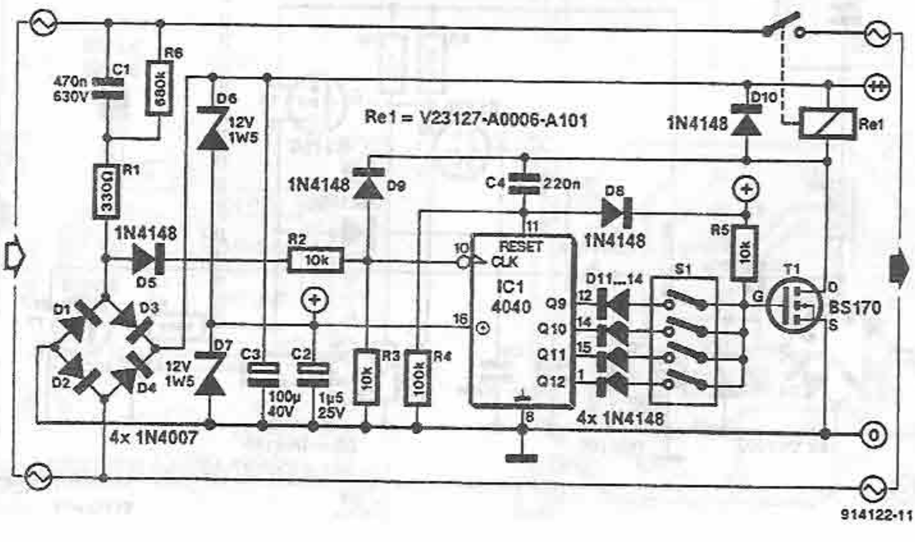
008 *Întârziere electronică la conectarea alimentării*

Alimentarea circuitului de întârziere este preluată direct de la rețea printr-o punte redresoare, D1-D4. Redresorul trebuie să poată furniza un curent de până la 1 A. Din motive de siguranță, rezistorul R1 asigură descărcarea rapidă a condensatorului C1 la deconectarea alimentării. Tensiunea nominală a acestuia va fi, prin urmare, 250 V c.a. sau 400 V c.c.

Ieșirea de curent a redresorului este menținută ferm la 24 V de diodele Zener D6 și D7. Utilizarea a două diode Zener oferă o tensiune stabilă de 12 V pentru IC1. Tensiunea de ieșire a redresorului este filtrată cu C2 și C3.

Sincronizările circuitului sunt bazate pe frecvența rețelei: semnalul de tact este redresat de D5 și preluat din punctul comun al rezistențelor R2-R3 la un nivel de aproximativ 11 V,

Comutator S1				Timp
1	2	3	4	(s)
0	0	0	0	0,0
0	0	0	1	5,1
0	0	1	0	10,2
0	0	1	1	15,4
0	1	0	0	20,5
0	1	0	1	25,6
0	1	1	0	30,7
0	1	1	1	35,8
1	0	0	0	41,0
1	0	0	1	46,1
1	0	1	0	51,2
1	0	1	1	56,3
1	1	0	0	61,4
1	1	0	1	66,6
1	1	1	0	71,7
1	1	1	1	76,8



de unde se aplică la pinul 10 al lui IC1. După 2 ÷ 10 impulsuri de tact, ieșirea trece în starea H. Dacă este închis contactul 2 al comutatorului DIP S1, semnalul de nivel H (12 V) se aplică în grila lui T1, un tranzistor VMOS-FET cu canal n. Tranzistorul va conduce, acționând releul Re.

Dacă, așa cum se arată în schemă, toate contactele lui S1 sunt deschise, grila lui T1 este conectată la bara pozitivă de alimentare. Aceasta înseamnă că, în momentul conectării alimentării, releul se activează.

Pe timpul cât T1 conduce, intrarea de tact a lui IC1 se află în starea L datorită lui D9, astfel că numărătorul este dezactivat.

Temporizările care pot fi selectate cu comutatorul DIP sunt prezentate în tabel. Comutatorul DIP poate fi înlocuit cu un comutator decadic în cod BCD (binar codificat zecimal).

Imediat după conectarea alimentării, presupunând că T1 nu începe să conducă, circuitul integrat este resetat cu un impuls generat de R4-C5. Nivelul impulsului este limitat, la o valoare din zona admisibilă, cu D8. Așadar, întotdeauna când începe un nou ciclu de numărare, circuitul integrat pleacă din starea zero.

Dioda D10 este o „diodă de fugă", având rolul de a suprima vârfurile de tensiune produse de bobina releului la întreruperea curentului prin ea.

Curentul absorbit de circuit este determinat în principal de valoarea lui C1: în schemă, el se ridică la aproximativ 30 mA.

ATENȚIE la realizarea circuitului, deoarece acesta este conectat direct la rețea. Din acest motiv, circuitul trebuie testat folosind un transformator de separare. În plus, montajul se va construi într-o carcasă care să facă imposibilă atingerea părților aflate sub tensiune.

009 *Memorie pentru voce / sunet*

Circuitele din seria MSM6372-6375T, produse de OKI permit reproducerea vorbirii sau a altor sunete memorate în memoria lor ROM internă. Capacitatea ROM-urilor e cuprinsă între 128 kbit și 1024 kbit, în funcție de tipul circuitului. Tipul și frecvența eșantionării specificate (4 kHz, 6,4 kHz sau 8 kHz) determină durata semnalului vocal ce poate fi înregistrat, care este de 4 ÷ 64 secunde. Acest timp poate fi împărțit în 111 cuvinte care pot fi adresate individual.

Fiecare circuit integrat conține un convertor digital-analogic (DAC) de 12 biți și un filtru trece-jos de ordinul patru. Clientul poate specifica cuvintele care trebuie memorate în ROM-ul programabil prin mască. De exemplu, tipul MSM6374-007 este programat să spună ora în limba engleză.

Bazat pe acest CI, circuitul prezentat în fig. 1 este destinat conectării la placa de I/O I^2C (vezi referința bibliografică (1) de la paragraful 061) de la care se omit cele două convertoare. Placa servește doar ca interfață între magistrala I^2C și IC_2.

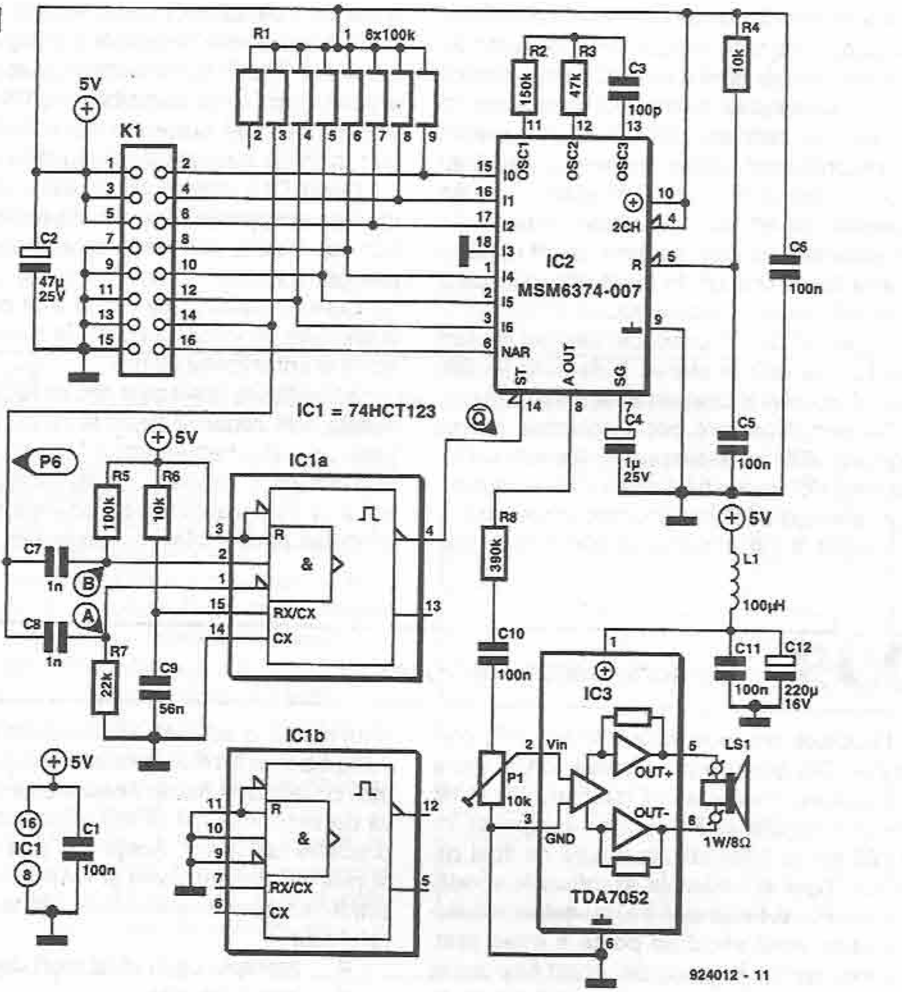
Cuvântul dorit se selectează folosind intrările 10-16. Cum MSM6374-007 conține cuvinte numai la adresele la care intrarea 13 are valoarea logică zero, intrarea corespunzătoare este conectată la masă. Acest aranjament rezervă doi din cei opt biți de I/O pentru start și temporizările cuvintelor. Acești biți sunt disponibili la pinii ST (intrare Start) și NAR (ieșire pentru solicitarea adresei următoare). Pe scurt, protocolul este:

- așteaptă până când NAR devine „1";
- introduce adresa;
- așteaptă minim 10 µs;
- trece pentru scurt timp ST în „0" (durata impulsului: 0,35 ÷ 350 µs).

În mod normal, semnalul NAR indică posibilitatea de a se introduce adresa următoare înainte de a fi fost redat complet cuvântul curent. Acest lucru permite tranziția lină între cuvinte sau părți ale cuvintelor.

Pentru simplificarea controlului sintetizatorului, impulsul de start nu este generat prin software, ci cu monostabilul IC1a. Acest etaj este declanșat de prima și de ultima tranziție a semnalului de start, care se aplică la intrările de declanșare prin rețelele de derivare R5-C7 și R7-C8. Diagrama de timp din fig. 2 arată ce se întâmplă. De fiecare dată când calculatorul

1

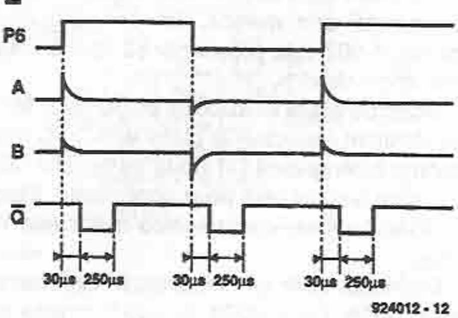


scrie data în IC2, software-ul inversează bitul P6. Durează 30 µs până ce apare impulsul semnalului de start, care are o durată de 250 µs. În acest mod, calculatorul de control poate declanșa „pronunțarea" unui cuvânt printr-o singură operație de scriere. Fără IC1a, calculatorul ar fi trebuit să scrie mai întâi adresa, apoi, după 10 µs, semnalul de start, și în final sfârșitul semnalului de start.

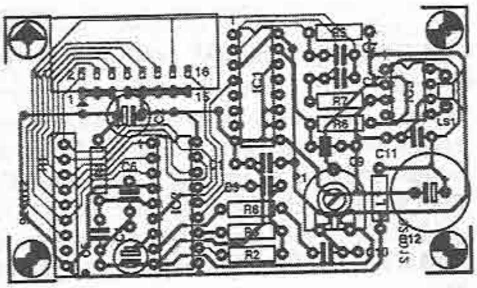
Rezistoarele R2, R3 și condensatorul C3 stabilesc frecvența oscilatorului la 64 kHz, rezultând o frecvență de eșantionare de 6,4 kHz.

Rezistorul R4 și condensatorul C5 dau un semnal de reset la conectarea alimentării.

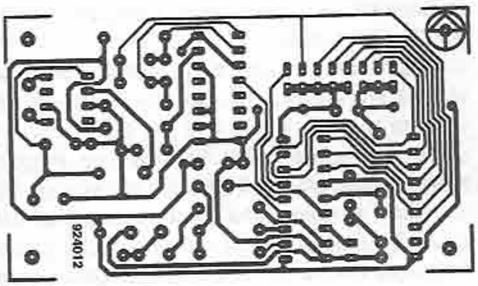
2



3



4



Condensatorul C4, care face parte din filtrul de ieșire, produce o îmbunătățire a raportului semnal-zgomot.

Un al doilea canal permite circuitului integrat să genereze semnal de voce cu ecou, două tonuri, sau un ton cu trei niveluri diferite. Această facilitate nu poate fi folosită în aplicația de față, datorită lipsei de biți de I/O. De aceea, intrarea 2CH este dezactivată prin conectare la linia pozitivă de alimentare.

Semnalul de ieșire este amplificat până la 1 W / 8 Ω de amplificatorul în punte integrat, IC3.

Circuitul poate fi controlat de calculator prin interfața I^2C, cu un software care, o dată instalat, poate fi activat printr-o combinație corespunzătoare de taste. Este posibilă fie comunicarea prin voce a timpului curent, fie fixarea momentului pentru declanșarea alarmei. Utilizarea acestui software presupune instalarea prealabilă a driverului I^2C (tip 1671*). La executarea programului 1773*, acesta se autoinstalează, după care poate fi activat (chiar dacă se află în execuție un alt program) prin apăsarea simultană a tastelor CTRL și F1. Dacă nu se poate folosi această combinație (de exemplu, din cauză că este folosită de un alt program), se poate alege alta încărcând programul cu opțiunea TALKTIME/H. Vi se va solicita atunci să introduceți combinația alternativă de taste. De remarcat că în cadrul combinației de taste programul nu poate recunoaște decât tasta SHIFT din stânga.

După tastarea combinației, apare un meniu extrem de simplu de utilizat, cu condiția ca ecranul să nu se afle în modul grafic. În acest ultim caz, va fi emis un sunet strident, indicând că singurele funcții disponibile sunt „comunicarea timpului" și „alarmă on / off".

Circuitul nu consumă mai mult de 300 mA.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = arie de rezistențe 8 x 100 kΩ
R2 = 150 kΩ
R3 = 47 kΩ
R4, R6 = 10 kΩ
R5 = 100 kΩ
R7 = 22 kΩ
R8 = 390 kΩ
P1 = 10 kΩ pot. semireglabil

Condensatoare:
C1, C5, C6, C10, C11 = 100 nF
C2 = 47 μF / 25 V radial
C3 = 100 pF
C4 = 1 μF / 25 V radial
C7, C8 = 1 nF
C9 = 56 nF
C12 = 220 μF / 16 V radial

Circuite integrate:
IC1 = 74HCT123
IC2 = MSM6374-007
IC3 = TDA7052

Diverse:
K1 = comutator panou frontal, 16 poziții
L1 = 100 μH
LS1 = 8 Ω / 1 W
software (5 ¼'-floppy, MSDOS) = ESS1773

* Poate fi obținut de la Editura Elektor Electronics

010 *Protejarea boxelor stereo împotriva tensiunii continue*

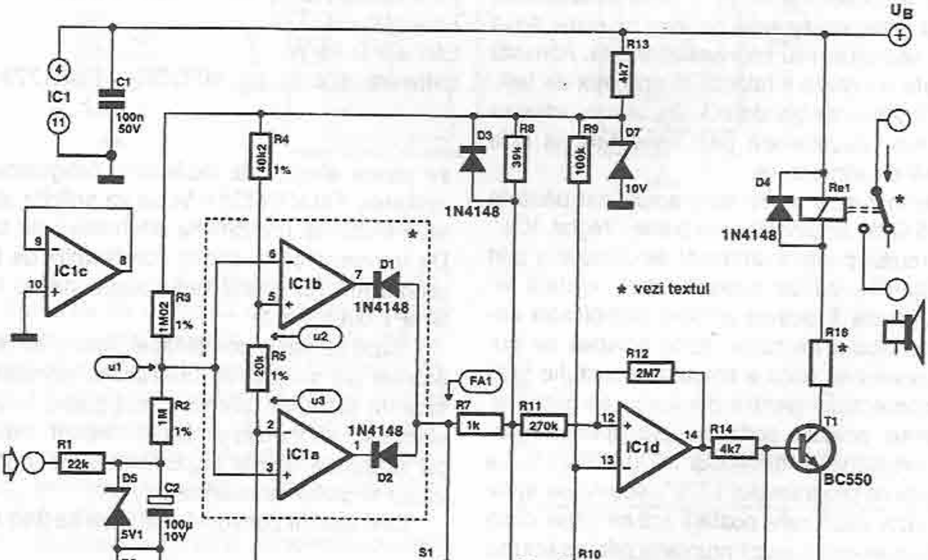
Dacă un amplificator cu cuplaj în curent continuu se defectează în timpul funcționării, atunci difuzoarele, și mai ales sistemul pentru bas, sunt în pericol. Este vorba în mod deosebit de partea de bas deoarece aceasta nu este decuplată pentru curent continuu prin rețeaua de separare în frecvență. Dacă, spre exemplu, un tranzistor final „și-a dat duhul", partea de bas primește la borne întreaga tensiune continuă de alimentare.

Un circuit adecvat pentru protecția difuzoarelor într-o astfel de eventualitate și pentru eliminarea eventualelor „plescăituri" din momentul conectării este prezentat în figură. Observați că funcționează cu tensiune de alimentare nesimetrică și nestabilizată. Bineînțeles, se poate alimenta și direct din sursa amplificatorului final.

Componentele de curent alternativ ale semnalului etajului de ieșire sunt șuntate de R1 și cele două condensatoare în antiserie, C2 și C3. Semnalul din punctul comun al rezistențelor R1-R2 este, prin urmare, componenta de curent continuu a semnalului de pe difuzor. De aici este aplicat divizorului de tensiune R2-R3 și apoi comparatorului cu fereastră IC1a și IC1b. Cum tensiunea de alimentare este fixată la 10 V de către R13-D7, mărimea ferestrei este stabilită la 2 V de către R5. Cu alte cuvinte, u_2 = 6 V și u_3 = 4 V. În absența componentei continue la ieșirea amplificatorului de putere, u_1 = 5 V. În această situație, ieșirile „porților SAU" D1 și D2 sunt în starea H.

Când componenta de curent continuu de la ieșirea amplificatorului este mai mare de ±2 V, u_1 este mai mare sau mai mică decât u_2, respectiv u_3. Ieșirea unuia dintre aceste amplificatoare operaționale va fi atunci în starea logică L.

Când amplificatorul se conectează simultan cu circuitul de protecție și u_1 se află în interiorul ferestrei, C4 se încarcă prin R8. După aproximativ 1,5 s, „triggerul Schmitt" IC1d își schimbă starea și ieșirea sa devine „1" logic. Releul este acționat și conectează difuzorul la amplificatorul de putere: nici un pocnet.



Dacă se produce un defect sau dacă tensiunea continuă de la ieșirea amplificatorului de putere crește, C4 se descarcă prin R7 în mai puțin de 50 ms. Ieșirea lui IC1d trece în „0", releul este dezactivat și deconectează difuzorul de la amplificatorul final.

Rezistorul R13 și releul trebuie corelate cu tensiunea de alimentare. Dacă tensiunea este de 20 ÷ 40 V, o valoare și o putere corespunzătoare pentru R13 ar fi 4,7 kΩ și 1 W, în timp ce pentru 12 ÷ 20 V, valorile potrivite sunt 1 kΩ și 0,25 W. Dacă tensiunea de alimentare este, să zicem, 36 V, tensiunea nominală a releului ar trebui să fie 24 V. Diferența de 12 V ar trebui să cadă pe un rezistor adecvat. Dacă, de exemplu, releul absoarbe 15 mA, R16 ar trebui să aibă rezistența și puterea admisă de 820 Ω și 0,25 W.

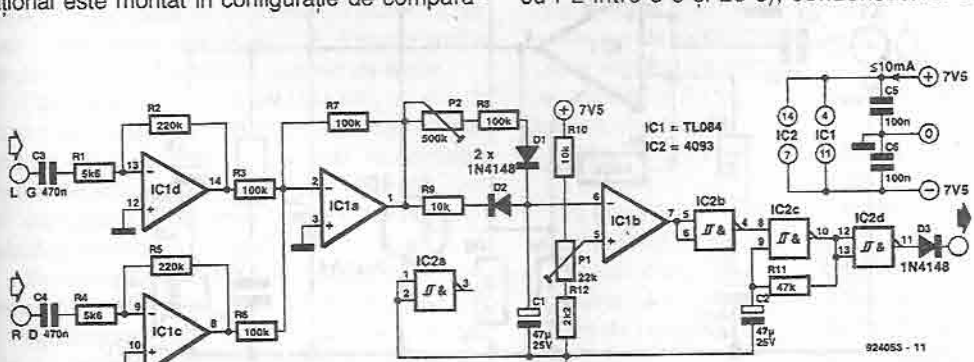
Dacă e posibil să apară necesitatea deconectării circuitului, atunci va trebui inclus și S1. Când se închide contactul, releul se dezactivează.

Pentru ca circuitul să fie utilizabil la un amplificator stereo de putere, este necesară dublarea componentelor R1-R3, C2, C3, D1, D2, D5, D6, IC1a și IC1b. Circuitul suplimentar se conectează în paralel cu S1. Observați că releul trebuie să aibă atunci două contacte de lucru sau să se folosească două relee înseriate.

011 *Scaner pentru preamplificator*

Scanerul este o extensie a articolului „Preamplificator realizat exclusiv cu circuite integrate" publicat în *Elektor Electronics**. După cum o spune și numele, el scanează toate intrările preamplificatorului pentru a depista unde se află un semnal audio. Acea intrare rămâne selectată. După un interval de inexistență a semnalului, se reia scanarea. Acțiunea de scanare este susținută de generatorul de semnal dreptunghiular IC2c. Ieșirea acestui oscilator se aplică la unul dintre comutatoarele de selecție a intrărilor, prin bufferul inversor IC2d și dioda D3. Dioda împiedică invalidarea comutatorului atunci când oscilatorul este dezactivat. Oscilatorul este activat sau dezactivat de IC2b, care la rândul său este controlat de IC1b. Acest amplificator operațional este montat în configurație de comparator a cărui tensiune de prag se stabilește cu P1.

Intrările scanerului se leagă la intrările audio de pe placa de control volum a preamplificatorului. Semnalul util este amplificat de 40 de ori cu IC1c și IC1d, după care amplificatorul sumator IC1a combină semnalele stânga și dreapta. Imediat ce apare un semnal muzical sau vocal pe liniile de intrare, C1 se descarcă parțial, foarte rapid. Când tensiunea pe condensator scade sub valoarea stabilită cu P1, IC1b dezactivează prin intermediul lui IC2b oscilatorul, și intrarea care fusese selectată rămâne acționată. Atâta timp cât se primește semnal de intrare, o parte din sarcina de pe condensatorul C1 se descarcă prin IC1a. Dacă lipsește semnalul o anumită perioadă (reglabilă cu P2 între 3 s și 25 s), condensatorul se va



încărca aproape complet prin P2, R8 și D1. O dată ce tensiunea la bornele lui C1 crește peste pragul comparatorului, oscilatorul se activează din nou și este reluată acțiunea de scanare.

O scanare completă a tuturor intrărilor se încheie în 3 s (determinată de R11-C2).

Sensibilitatea de intrare poate fi reglată, între 10 mV și 4 V, cu P1.

Curentul absorbit de scaner nu depășește 10 mA.

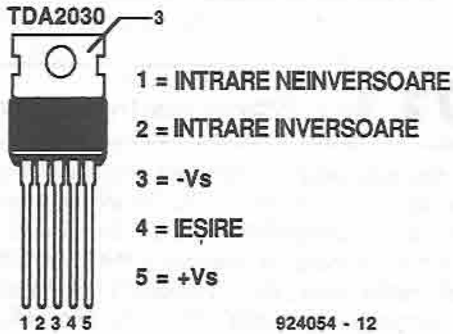
* Decembrie 1989 / Ianuarie 1990.

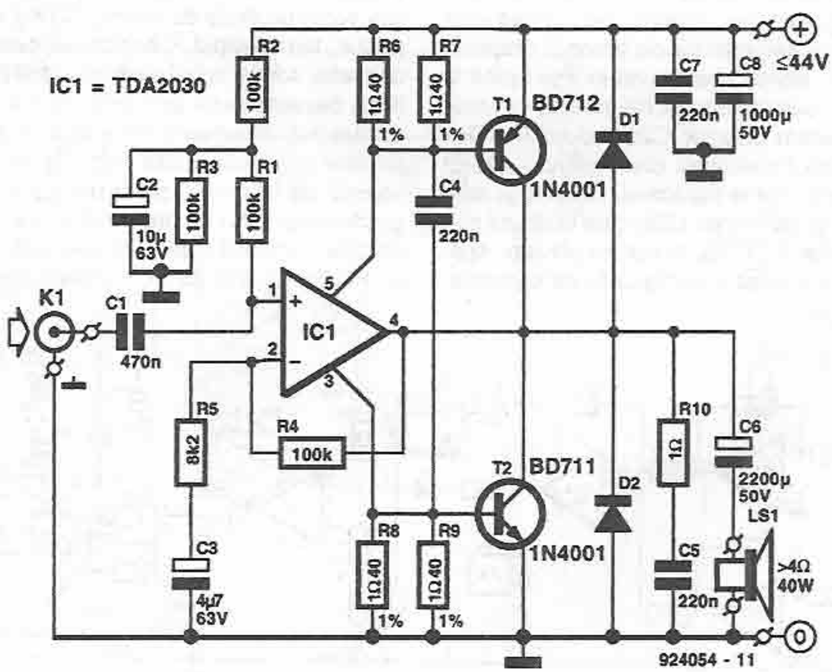
012 *Amplificator de putere de 40 W*

Deși există pe piață un număr de module hibride de ieșire, foarte puține dintre ele combină compactitatea cu prețul rezonabil și performanțele superioare. Printre acestea, puține, se numără cel al firmei SGS, folosit în amplificatorul de față.

Structura amplificatorului este simplă: un AO de putere urmat de două tranzistoare de ieșire.

Semnalul audio se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional de putere IC1 prin mufa K1 și condensatorul C1. Curentul de alimentare al lui IC1 variază în concordanță cu semnalul de intrare. În consecință, va exista o variație similară a căderii de tensiune pe rezistoarele R6, R7, R8 și R9, întrucât acestea sunt plasate pe liniile de alimentare ale AO.



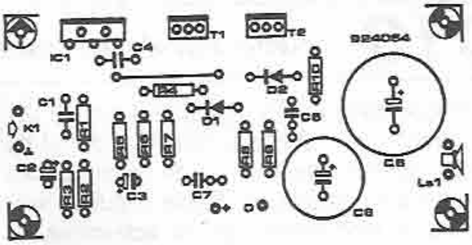


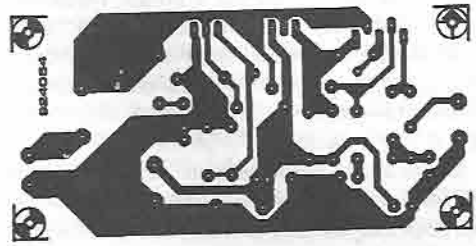
Listă de componente
Rezistoare:
R1 ÷ R4 = 100 kΩ
R5 = 8,2 kΩ
R6 ÷ R9 = 1,4 Ω, 1%
R10 = 1 Ω
Condensatoare:
C1 = 470 nF
C2 = 10 μF / 63 V, cu terminale de implantare
C3 = 4,7 μF / 63 V, cu terminale de implantare
C4, C5, C7 = 220 nF
C6 = 2200 μF / 50 V, cu terminale de implantare
C8 = 100 μF / 50 V, cu terminale de implantare

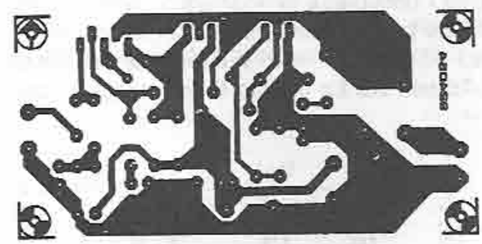
Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4001
T1 = BD712
T2 = BD711

Circuite integrate:
IC1 = TDA2030

Diverse:
K1 = mufă audio
Radiator termic 2°K / W
Șaibe izolatoare etc. pentru IC1, T1, T2.







Cât timp curentul este mai mic decât aproximativ 1 A, căderea de tensiune pe rezistoare este insuficientă pentru deschiderea tranzistoarelor T1 și T2. Aceasta înseamnă că puterea de ieșire sub 2 W pe 4 Ω este debitată în întregime de către AO. O dată ce curentul de ieșire depășește nivelul de 1 A, tranzistoarele se deschid și contribuie la puterea de ieșire.

Când semnalul de intrare este mic, nu există curent de repaus prin tranzistoare, dar există prin AO. Problemele de crossover (racordare) sunt astfel eliminate. Deoarece IC1 este prevăzut cu compensare termică, este asigurată stabilitatea termică a punctului de funcționare.

Tensiunea de alimentare trebuie să fie cuprinsă între 12 V și un maxim absolut de 44 V.

Realizarea amplificatorului pe placa de cablaj nu ar trebui să pună probleme. Tranzistoarele, ca și circuitul integrat, trebuie montate izolat pe un radiator de aproximativ 2°K/W. Puneți suficientă vaselină siliconică.

Bara de alimentare trebuie protejată cu o siguranță fuzibilă de 3,15 A.

Date tehnice

Tensiunea de alimentare	44 W
Putere maximă de ieșire	22 W pe 8 Ω
(pentru THD = 0,1%)	40 W pe 4 Ω
Distorsiuni armonice	
1 kHz / 8 Ω / 11 W	0,012%
1 kHz / 4 Ω / 20 W	0,032%
20 kHz / 8 Ω / 11 W	0,074%
20 kHz / 4 Ω / 20 W	0,2%
1 kHz / 8 Ω / 1 W	0,038%
1 kHz / 4 Ω / 1 W	0,044%
Curent de repaus	aprox. 38 mA
Randament	8 Ω 62,5%
(la putere maximă)	4 Ω 64%

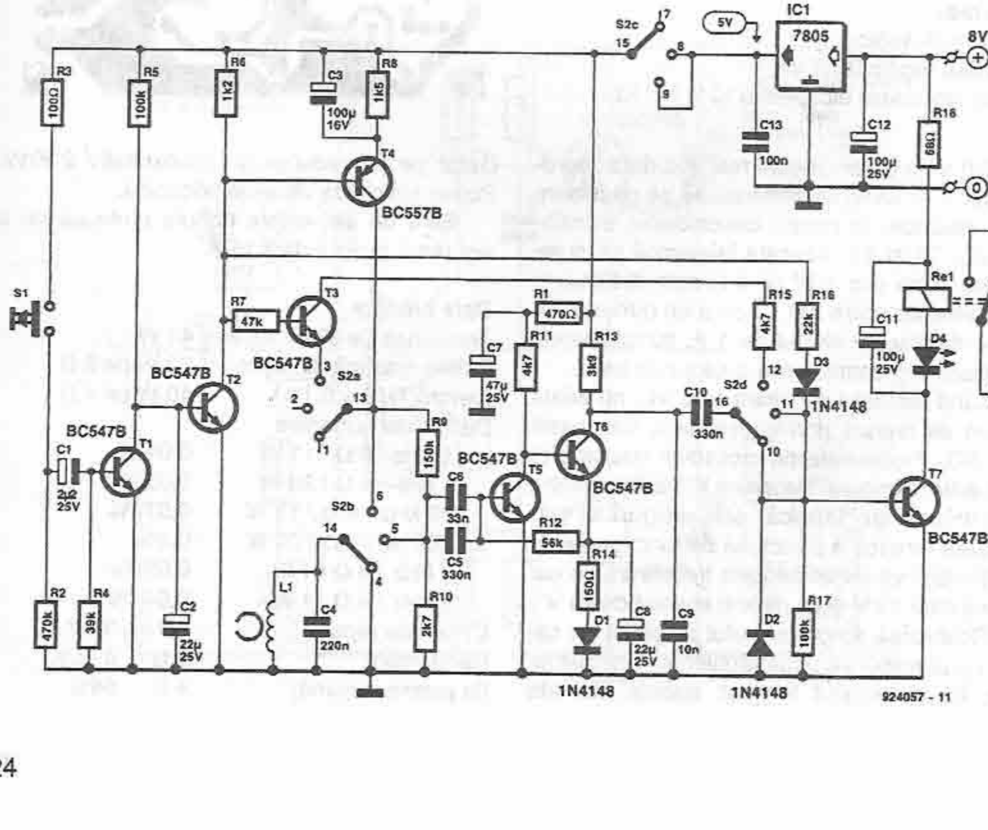
013 *Generator de impulsuri pentru recordere AV*

Recorderele AV folosite la prezentările audio-video conțin un cap suplimentar cu rol de citire și scriere a impulsurilor de control pentru proiectorul de diapozitive. Aceste impulsuri sunt folosite, în mod normal, pentru acționarea releului care comandă proiectorul. Impulsurile de date sunt scrise de obicei pe una din pistele audio de pe fața neutilizată a benzii. Deoarece capul suplimentar al recorderelor moderne nu mai folosește cele două piste audio standard, devin posibile prezentările cu sunet stereo. Aceasta înseamnă, deci, că nu este disponibilă decât o față a casetei.

Generatorul de impulsuri este un circuit complet – vezi schema – pentru utilizarea capului suplimentar (L1) al unui recorder AV. Impulsurile sunt scrise pe bandă cu ajutorul lui S1, în timp ce S2 este folosit pentru comanda cuplat / decuplat a înregistrării și redării. Când S2 este pus pe poziția centrală (redare), semnalul în impulsuri este aplicat amplificatorului T5-T6 prin C5. La o anumită intensitate a semnalului, nivelul în colectorul lui T6 atinge valoarea corespunzătoare stării H, comandând prin C10 și S2d trecerea în conducție a lui T7. Releul va fi acționat; C11 asigură eliminarea vibrațiilor acestuia.

Cu S2 în poziția 3, 6 (înregistrare), T3 este conectat la amplificatorul T5-T6. Cât timp nu se acționează S1, T2 conduce iar T3 este blocat. Totuși, etajul cu T1 determină blocarea pentru scurt timp a lui T2. În acest timp, T3 conduce și amplificatorul T5-T6 oscilează datorită reacției realizate cu R15. Întrucât emitorul lui T3 este legat la L1, semnalul oscilatoriu va fi înscris pe bandă. În restul intervalului de timp, T2, deci și T4, conduc și banda se șterge.

Când se apasă S1, T1 conduce un timp scurt, determinat de constanta de timp R4-C1 (în situația de pe schemă, 100 ms). Din această cauză, C2 se descarcă rapid iar T2 se blochează. Imediat ce se blochează din nou T1, C2 începe să se încarce prin R5. După aproximativ o secundă, tensiunea pe C2 atinge



nivelul la care T2 începe din nou să conducă. Astfel, apăsarea lui S1 produce înscrierea pe bandă a unui impuls de o secundă. Întrucât colectorul lui T2 este conectat la T7 prin R16 și D3, releul se activează la apăsarea lui S1, indiferent dacă S2 se găsește în poziția redare sau înregistrare.

Dacă pentru un proiector dat durata impulsului este prea mare, aceasta poate fi micșorată reducând valoarea lui C2.

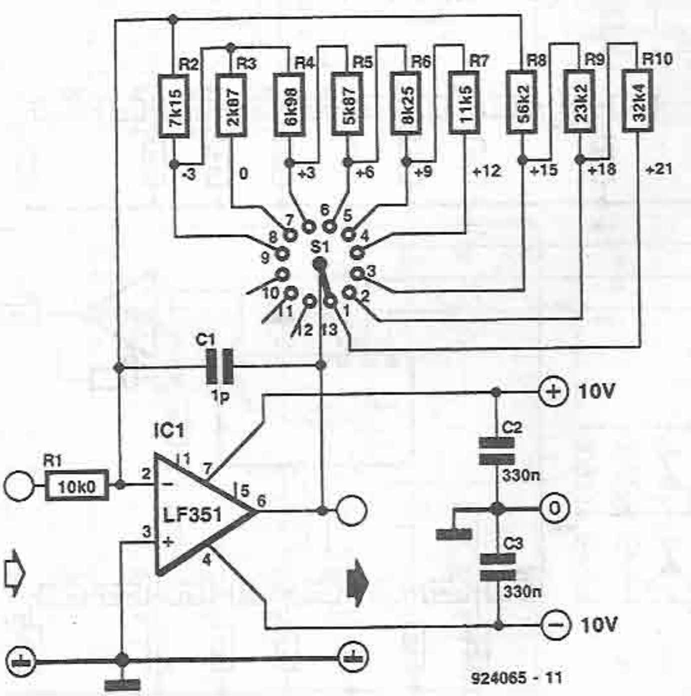
014 *Generator de trepte în decibeli*

Generatorul în trepte prezentat aici folosește nouă din pozițiile unui comutator rotativ cu 12 poziții. Pot fi adăugate, desigur, și celelalte trei trepte. Ca de obicei, factorii de amplificare se obțin prin înserierea unui număr de rezistoare în bucla de reacție. Rezistoarele folosite aici sunt din seria E-96, care permit o aproximare suficient de precisă a amplificării dorite. Dacă se cere o precizie mai mare, se pot folosi combinații de câte două rezistoare. Dezavantajul schemei este că, pentru a preveni comutarea ieșirii în mod constant către bara de alimentare, trebuie utilizat un comutator fără întrerupere (cu comutare cu suprapunere).

Banda de frecvență a amplificatorului este determinată de câștigul fixat și de produsul amplificare-bandă al AO. Dacă se folosește un amplificator LF351, ca în schemă, produsul amplificare-bandă este 4 MHz, iar slew-rate este 13 V / µs.

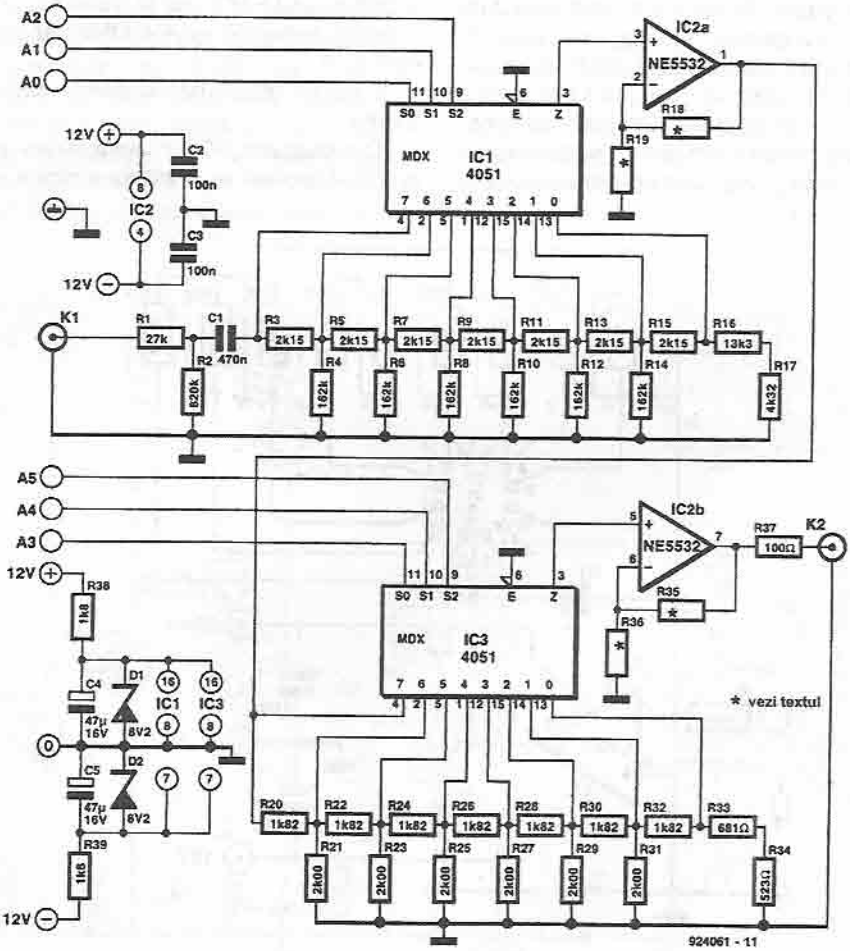
Circuitul absoarbe un curent mai mic de 2 mA.

Condensatorul C1 îmbunătățește stabilitatea când factorul de amplificare este mare.



015 *Controlul digital al volumului*

Două rețele în scară cu câte un buffer formează un circuit de control al volumului cu plajă de reglaj de 63 dB. Rețeaua R3 ÷ R17 asigură controlul fin în trepte de 1 dB, în timp ce rețeaua R20 ÷ R34 asigură controlul brut în trepte de 8 dB. Atenuarea dorită se fixează cu ajutorul multiplexoarelor IC1 și IC3, fiecare din ele controlat prin trei intrări digitale. Schema e astfel concepută încât codul binar global pe șase biți să corespundă cu atenuarea stabilită. Rezistorul R2 asigură descărcarea lui C1 chiar și cu K1 în gol. Rezistorul R1 împreună cu rețeaua R3 ÷ R17 formează o impedanță de intrare de 46,3 kΩ. Rezistorul determină, de asemenea, tensiunea maximă admisibilă la intrare. Această tensiune depinde, în primă instanță, de tensiunea cu care se alimentează IC1 și IC3 (± 8,2 V). Rezistorul R1 plus R3 ÷ R17 atenuează semnalul de intrare de 2,4 ori (7,6 dB). Aceasta înseamnă că nivelul maxim de intrare nu trebuie să depășească 20 V în amplitudine, care reprezintă 14 V_{ef}. De asemenea, înseamnă că IC2a nu trebuie să amplifice, pentru a preîntâmpina atingerea unui nivel prea mare la intrarea celui de-al doilea grup rețea în scară – buffer.



Amplificarea celor două AO este determinată de R18-R19 și respectiv R35-R36. Așa cum am stabilit mai devreme, amplificarea lui IC2a trebuie să fie unitară, caz în care R18 = 0 Ω iar R19 se omite. Dacă amplificarea lui IC2b este, de asemenea, unitară, domeniul global de control este de la –7,6 dB la –70,6 dB. Pentru a obține un domeniu de control de 0 ÷ 63 dB (situație în care codul binar de la intrările de control corespunde atenuării reale), IC2b ar trebui să aibă amplificarea 2,4.

Curentul absorbit de circuit este determinat în principal de amplificatorul operațional dual și este de aproximativ 10 mA.

Distorsiunile totale sunt mai mici de 0,003% pentru domeniul 20 Hz ... 20 kHz și semnal la intrare de 1 V.

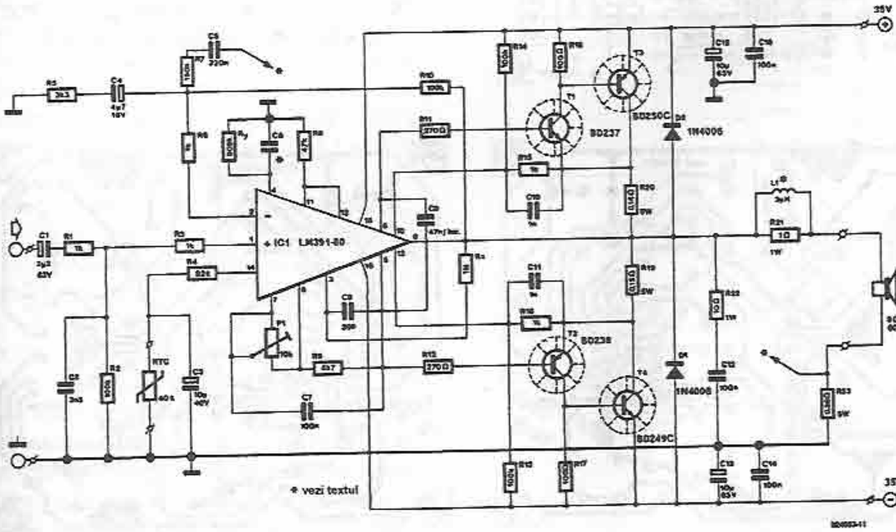
Controlul are un mic dezavantaj: când se fixează volumul, se produc clicuri slabe (care sunt tipice tuturor comutatoarelor normale CMOS). Aceasta îl face mai puțin potrivit pentru aplicații de super-lux, deși mulți ascultători nici măcar nu vor sesiza clicurile. Și, în orice caz, volumul nu are variație constantă.

016 *Amplificator de 60 W, de uz muzical*

Acesta este un amplificator de putere medie, robust, fără brizbizuri, care este recomandat în mod deosebit ca amplificator portabil de genul celor folosite de formații, de chitariști sau de muzicienii de jazz. Amplificatorul este o combinație simplă între un driver audio integrat, LM391-80, și un etaj de ieșire de putere în contratimp proiectat cu tranzistoare bipolare.

Câteva particularități ale schemei vor fi discutate în continuare. Termistorul NTC, care este în contact termic cu tranzistoarele de ieșire de putere, permite AO LM391 să decupleze etajul de putere când acesta se încălzește prea mult. Punctul de start al acestei protecții termice se află la un curent prin NTC de aproximativ 200 μA. Condensatorul electrolitic ce șuntează termistorul are rolul de a asigura un „start lin" care elimină pocnetele puternice sau alte zgomote supărătoare care pot apărea la conectarea amplificatorului. Se poate întâmpla ca protecția să fie prea sensibilă, caz în care se admit unele ajustări ale valorii lui R4 sau ale termistorului.

Este posibilă implementarea unei reacții în amplificator prin conectarea lui R23 la rețeaua serie C5-R7. Ultimele două, împreună cu R10, determină răspunsul în frecvență al amplifica-



torului, care ar putea necesita anumite ajustări pentru a putea fi satisfăcute cerințele impuse. Valorile componentelor prezentate aici sunt, totuși, corecte în majoritatea aplicațiilor.

Efectul diferitelor valori pentru C5 și R7 este simplu de măsurat (sau de apreciat acustic) prin scurtcircuitarea temporară a lui R23. Pentru difuzoare de 4 Ω, valoarea temporară a lui R23 este redusă la 0,18 Ω. Din nefericire, LM391-80 este predispus la oscilații, care sunt suprimate de componentele Rx, C6, C8 și C9 (în majoritatea cazurilor, C6 poate fi omis). Rezistorul Rx, în special, reduce câștigul în buclă deschisă. Dacă se utilizează Rx, atunci Ry va trebui corelat pentru compensarea tensiunii de offset rezultate. Componentele R22 și C12 formează o rețea Boucherot care servește la stabilizarea amplificatorului la frecvențe înalte.

Intrarea amplificatorului trebuie comandată cu o sursă de joasă impedanță capabilă să furnizeze semnale audio cu nivel „de linie" (0 dB). Rețeaua R1-C1 atenuează semnalele peste 50 kHz.

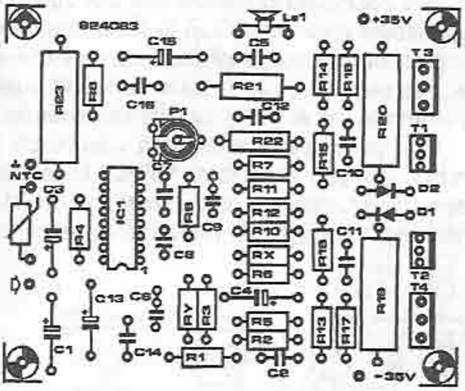
Curentul de repaus al amplificatorului se stabilește cu semireglabilul P1. Acest potențiometru se pune inițial pe 0 Ω și apoi se reglează până ce se atinge un curent de repaus de 50 mA. Curentul poate fi mărit până la 400 mA dacă se doresc distorsiuni reduse.

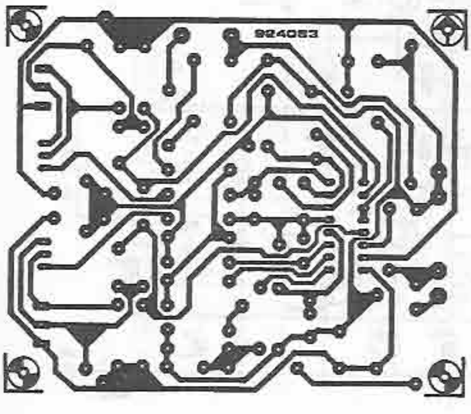
Tranzistoarele de putere sunt toate plasate pe aceeași parte a plăcii de circuit imprimat, astfel încât să poată fi montate pe un radiator comun, împreună cu termistorul. Radiatorul trebuie să fie suficient de mare și să aibă rezistența termică de maximum 1°K / W.

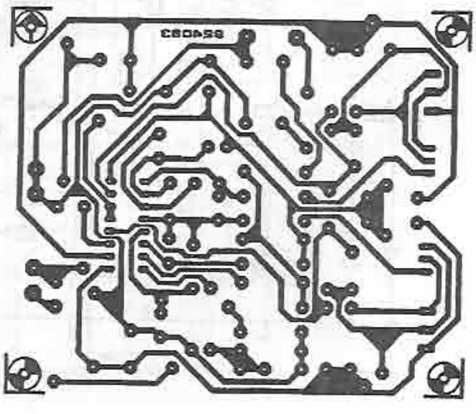
De observat că L1 constă din 20 de spire cu sârmă de cupru emailat cu ∅ = 0,8 mm, bobinate pe corpul rezistorului R21. C9 este un condensator ceramic.

Iată, în final, câteva caracteristici măsurate (cu tensiune de alimentare de ±35 V și R23 în scurtcircuit):

- banda de frecvențe la 3 dB (8 Ω): aprox. 11 Hz ... 20 kHz;
- THD (distorsiuni de armonica a treia) la 1 kHz:
- 1 W / 8 Ω: 0,006% (I_{repaus} ≈ 400 mA);
- 1 W / 8 Ω: 0,02% (I_{repaus} ≈ 50 mA);
- 65 W / 8 Ω: 0,02% (U_{in} = 873 mV);
- 80 W / 4 Ω: 0,2% (U_{in} ≈ 700 mV; începutul limitării de curent).







Listă de componente

Rezistoare:
R1, R3, R6, R15, R16 = 1 kΩ
R2, R10, R13, R14 = 100 kΩ
R4 = 82 kΩ
R5 = 3,3 kΩ
R7 = 150 kΩ
R8 = 47 kΩ
R9 = 4,7 kΩ
R11, R12 = 270 Ω
R17, R18 = 100 Ω
R19, R20 = 0,15 Ω / 5 W
R21 = 1 Ω / 1 W
R22 = 10 Ω / 1 W
R23 = 0,39 Ω / 5 W
Rx = 1 MΩ (vezi textul)
Ry = 909 kΩ (vezi textul)
P1 = 10 kΩ, semireglabil tip H

Condensatoare:
C1 = 2,2 μF / 63 V
C2 = 3,3 nF
C3 = 10 μF / 40 V
C4 = 4,7 μF / 16 V
C5 = 220 nF
C6 = nu are valoare fixă (vezi textul)
C7, C12, C14, C16 = 100 nF
C8 = 39 pF
C9 = 47 nF, ceramic
C10, C11 = 1 nF
C13, C15 = 10 μF / 63 V

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4006
T1 = BD237
T2 = BD238
T3 = BD250C
T4 = BD249C

Circuite integrate:
IC1 = LM391-80

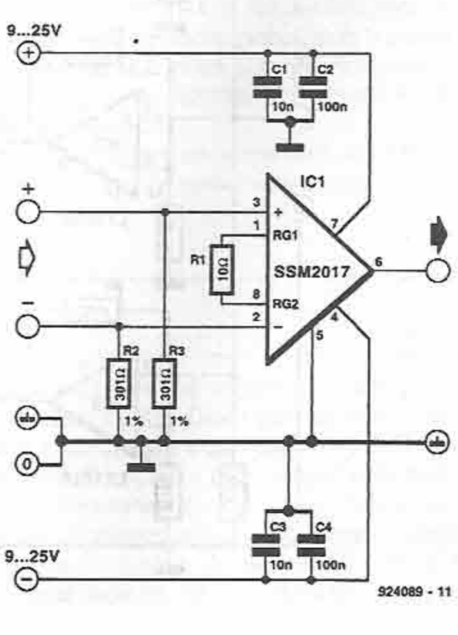
Diverse:
L1 = vezi textul
NTC = 40 kΩ
Radiator: 1°K / W

017 *Amplificator de zgomot redus (I)*

Amplificatorul operațional SSM2017 produs de PMI este prin excelență destinat proiectării de preamplificatoare de microfon de zgomot foarte redus. Conform filei de catalog a producătorului, zgomotul de intrare este de numai 750 pV·Hz$^{-½}$. Amplificarea ($\alpha = 1 + 10^4 / R1$) se poate fixa la o valoare cuprinsă între 1 și 1000 cu ajutorul unui singur rezistor, R1.

Compensarea internă a IC este astfel gândită încât stabilitatea să se păstreze chiar și pentru amplificare unitară, în condițiile în care, la o amplificare de 1000, banda de frecvență este de 300 kHz.

Circuitul din figură are intrare simetrică și impedanță de ieșire standard de 600 Ω. Amplificarea este 1001, astfel că semnalul dat de microfon este convertit direct în semnal cu nivel de linie. Dacă ieșirea amplificatorului se conectează prin cablu lung (sarcină capacitivă), se recomandă inserarea unui rezistor de 47 ÷ 100 Ω în serie cu acesta, pentru a preveni apariția



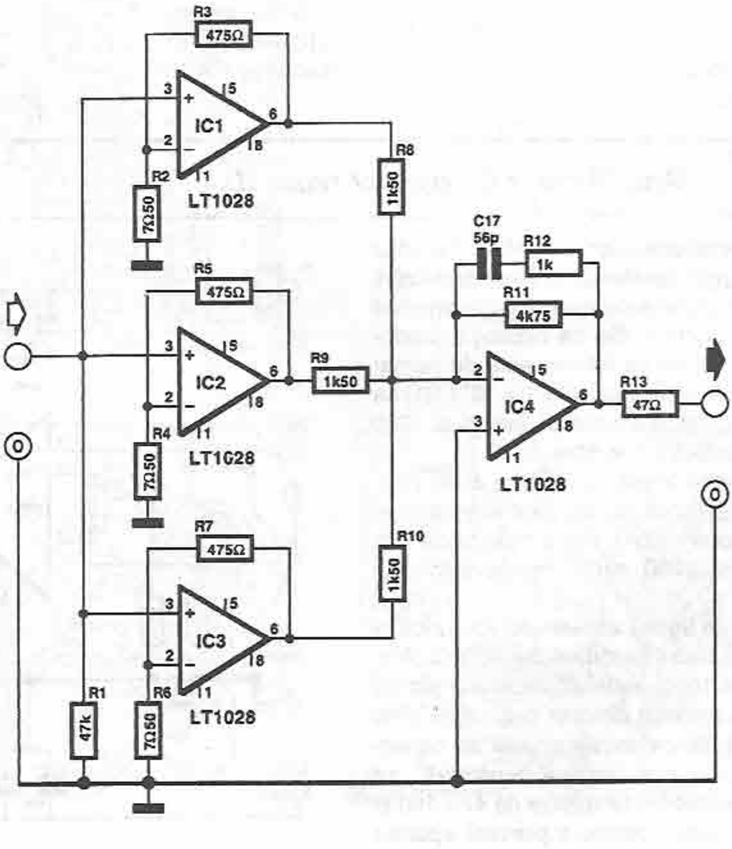
posibilelor oscilații. De asemenea, la amplificări mari ieșirea poate prezenta o tensiune de offset care în anumite aplicații ar putea crea probleme. În acest caz se va folosi un condensator de ieșire.

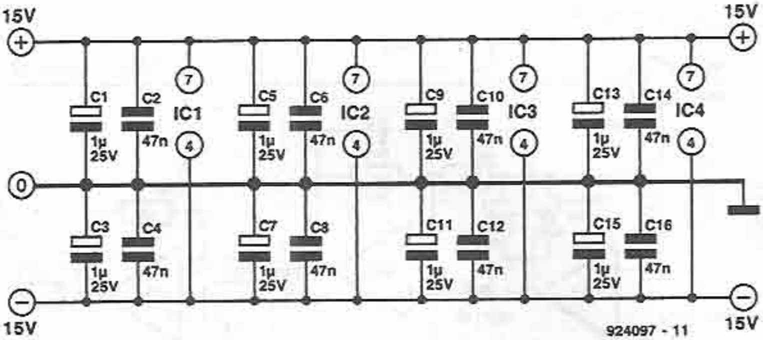
Pentru o tensiune de alimentare de ±15 V, tensiunea maximă de ieșire a circuitului integrat este de 9 V_{ef}. La o frecvență de ieșire de 1 kHz cu nivelul de 1 V_{ef}, distorsiunile armonice nu depășesc 0,005%. Când tensiunea de alimentare este mai mică de ±9 V, distorsiunile cresc la 0,01%. Factorul de zgomot al prototipului (incluzând contribuția de zgomot a lui R1) a fost măsurat la 1 $nV \cdot Hz^{-1/2}$. Curentul consumat de amplificator, la alimentarea cu ±15 V, este de aproximativ 11 mA.

018 *Amplificator de zgomot redus (II)*

Una din soluțiile disponibile pentru proiectarea unui amplificator cu zgomot redus este conectarea în paralel a mai multor etaje de intrare. Aceasta reduce zgomotul global: $u_n = u_i / \sqrt{n}$, unde u_n este tensiunea totală de zgomot pentru n etaje, iar u_i este tensiunea de zgomot a unui singur etaj, n fiind numărul de etaje. Acest lucru este posibil deoarece zgomotul este un semnal compus aleatoriu. Astfel, există posibilitatea ca semnalele de zgomot ale unui număr de etaje, la orice moment, să aibă frecvențe și faze diferite, astfel încât, parțial, să se neutralizeze reciproc.

În amplificatorul de față, au fost conectate în





paralel trei amplificatoare operaționale, IC1 ÷ IC3. Conform filei de catalog a producătorului, zgomotul unui singur LT1028 se ridică la 0,9 $nV \cdot Hz^{-1/2}$. La acesta se poate adăuga zgomotul termic generat de rezistoarele R2 ÷ R11. Circuitul IC4 însumează și amplifică semnalele de la ieșirile IC1 ÷ IC3. Măsurătorile asupra unui prototip arată un zgomot total de 0,67 $nV \cdot Hz^{-1/2}$. Conform formulei anterioare, cele trei AO au un zgomot total de 0,52 $nV \cdot Hz^{-1/2}$. Diferența de 0,15 $nV \cdot Hz^{-1/2}$ până la valoarea măsurată se datorește rezistoarelor. Aceasta este o valoare redusă, dacă ne gândim că un rezistor de 1 Ω generează, la temperatura camerei, un zgomot termic de 0,13 $nV \cdot Hz^{-1/2}$.

Amplificarea α a circuitului se calculează cu relația:

$\alpha = -n(1 + R3 / R2) \cdot R11 / R8$.

Este necesar ca rezistoarele R3, R5 și R7; R2, R4 și R6; și R8, R9 și R10 să aibă valori identice. Cu valorile din schemă, circuitul are amplificarea 600.

Pe lângă faptul că oferă un zgomot de ieșire redus, AO de tip LT1028 este și rapid: are un slew-rate de 15 V / µs și o bandă de frecvență de 75 MHz pentru $\alpha = -1$. Chiar și la o amplificare egală cu 63, banda circuitului luat în ansamblu, dar fără R12 și C7, este de 1,2 MHz. Oricum, pentru a evita supracreșterea semnalului, banda amplificatorului se limitează cu R12-C17 la 500 kHz, ceea ce este mai mult decât suficient pentru cele mai pretențioase aplicații audio. Efectul THD și al raportului semnal-zgomot la un nivel de ieșire de 1 V / 1 kHz este de numai 0,008%.

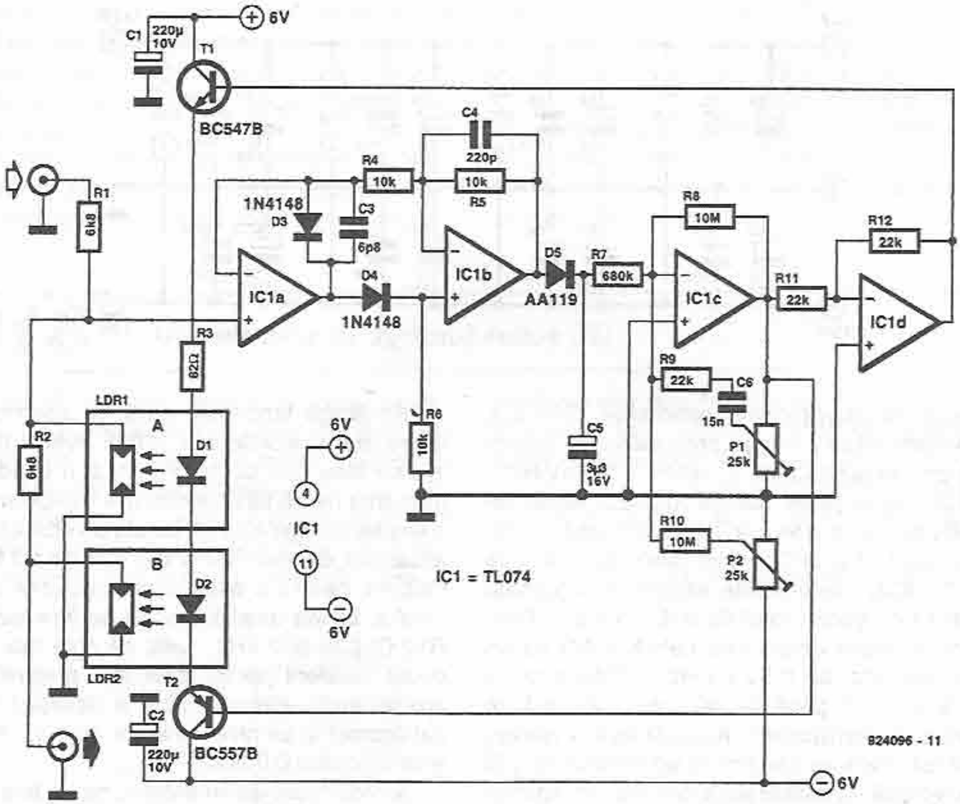
În vederea experimentelor, se va ține cont că stabilitatea lui LT1028 este asigurată intern pentru amplificări mai mari decât 2. Întrucât rezistoarele R2, R4 și R6 au cea mai mare contribuție la zgomotul global, este necesar ca acestea să aibă valori cât mai mici posibil. Bineînțeles, toate rezistoarele folosite vor fi cu peliculă metalică.

La o tensiune de alimentare de ±15 V, fiecare CI absoarbe aproximativ 7,5 mA.

019 *Compresor / limitator*

Compresorul are la bază două rețele de atenuare conectate în serie, a căror atenuare se realizează prin intermediul unor fotorezistoare (LDR) iluminate de LED-uri.

Semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional IC1a, prin R1. Împreună cu D3, D4 și IC1b, IC1a realizează redresarea bialternanță a semnalului. Tensiunea continuă rezultată încarcă, prin D5, condensatorul C5. Dioda permite încărcarea rapidă a lui C5, care nu se poate descărca de cât prin R7. Compresia propriu-zisă este dată de IC1c. Tensiunea de ieșire a lui IC1c coboară atunci când tensiunea pe C5 atinge o anumită valoare, în funcție de reglajele lui P1 și P2. Aceasta face ca T2 și, prin IC1d, T1 să con-



duсă; LED-urile vor lumina și semnalul de intrare va fi atenuat.

Timpul de atac al circuitului este determinat de viteza fotorezistoarelor și de valoarea reglată pentru P2.

Amplificarea lui IC1c și reglajul stabilit pentru P2 determină punctul din care începe limitarea tensiunii. Tensiunea de ieșire este menținută constantă atunci când semnalul de intrare se află peste un anumit nivel, până când curentul prin LED-uri atinge un maxim (cam 40 mA).

Circuitul așa cum este prezentat funcționează ca limitator; dacă intrarea neinversoare a lui IC1a se conectează la ieșirea circuitului, se obține un compresor standard.

Circuitul poate procesa semnale între aproximativ 10 mV_{ef} și 2 V_{ef}. Această plajă se poate extinde prin adăugarea uneia sau mai multor secțiuni de atenuare sau prin mărirea valorilor lui R1 și R2.

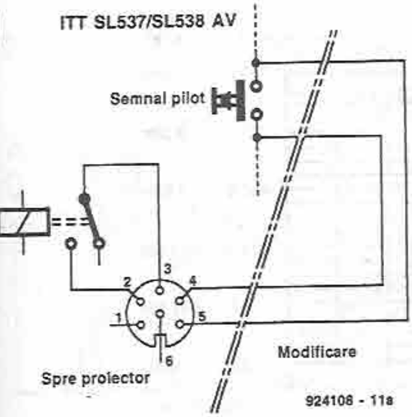
Combinațiile LDR / LED trebuie închise în capsule opace.

Curentul consumat de circuit este determinat în cea mai mare măsură de LED-uri și este de maxim 50 mA.

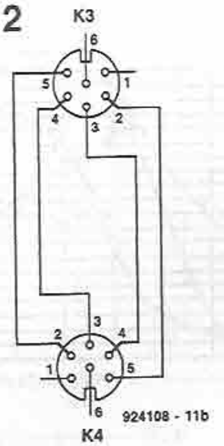
020 *Copierea cu recordere AV*

Recorderele AV cu casetă, cum sunt modulele SL537 AV sau SL837 AV ale firmei ITT, utilizate pentru prezentări de diapozitive combinate cu înregistrări audio, folosesc un cap cu patru piste. La una dintre piste este conectat un circuit de impulsuri. Impulsurile care se în-

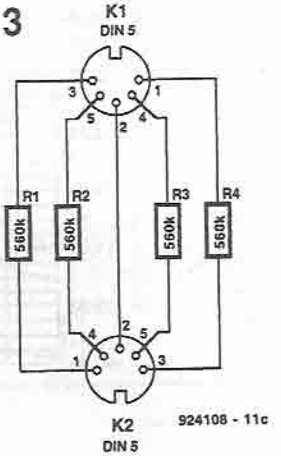
1



2



3



registrează pe bandă pot fi folosite pentru comanda unui releu care să controleze proiectorul de diapozitive.

Caseta care conține atât sunetul cât și impulsurile de control trebuie manevrată cu atenție, motiv pentru care este înțelept să se realizeze o copie a acestora pentru utilizarea curentă. Efectuarea unei astfel de copii nu este, însă, atât de simplă, deoarece este necesar ca impulsurile să fie copiate cu precizie. Atunci când sunt disponibile două recordere AV, obținerea unei copii devine considerabil mai ușoară, cu condiția să existe posibilitatea efectuării unei mici modificări la unul dintre ele.

Recorderele ITT au o mufă de intrare pentru control de la distanță, conectată în paralel cu o mufă de ieșire notată „Spre proiector". Ambele mufe sunt de tip DIN cu 6 contacte. Dacă în recorder se folosesc doar contactele releului, pentru transmiterea impulsurilor la proiector, contactul de comandă se poate lega la pinii nefolosiți ai mufei pentru controlul de la distanță (pinii 1, 4, 5 și 6).

Când se utilizează comanda de la distanță, trebuie să se verifice dacă sunt disponibili pinii liberi. La prototip, pinii 4 și 5 erau folosiți – vezi fig. 1a. Dacă nu aveți această certitudine, o soluție mai sigură este să aduceți comanda de la cele două contacte ale releului printr-o mufă de jack de 3,5 mm.

Odată încheiată această operație, impulsurile pot fi înregistrate pe bandă de la un al doilea recorder cu ieșire de impulsuri. Dar, mai întâi, trebuie confecționat un cablu scurt pentru a conecta contactele celui de-al doilea recorder (pinii 2 și 3 ai mufei „Spre proiector") la mufa modificată a primului recorder. În cazul a două recordere ITT, acest cablu este arătat schematic în figura 1b.

În plus, pentru copiere mai este necesar un al doilea cablu (de înregistrare / redare) scurt, ca în figura 1c. Cablul trebuie să se potrivească la nivelul intrărilor recorderelor.

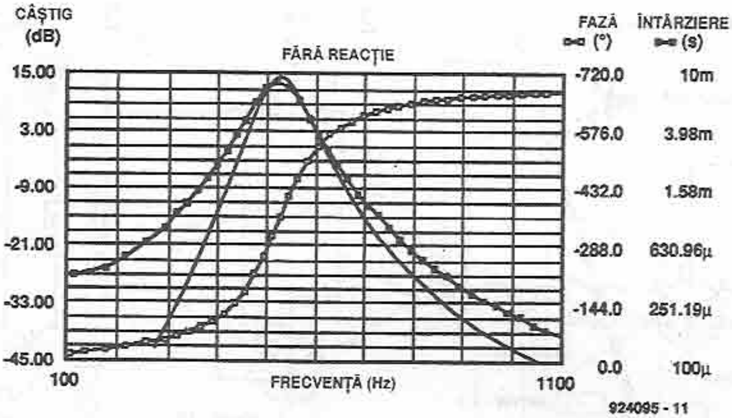
Recorderul modificat fiind pus pe poziția „Înregistrare" (audio și AV), pe al doilea recorder se redă caseta originală. Recorderul modificat va realiza o copie perfectă a benzii originale.

Conexiunile cablurilor prezentate în figura 1 au fost alese astfel încât cu două recordere modificate să se poată copia, în ambele sensuri, la infinit.

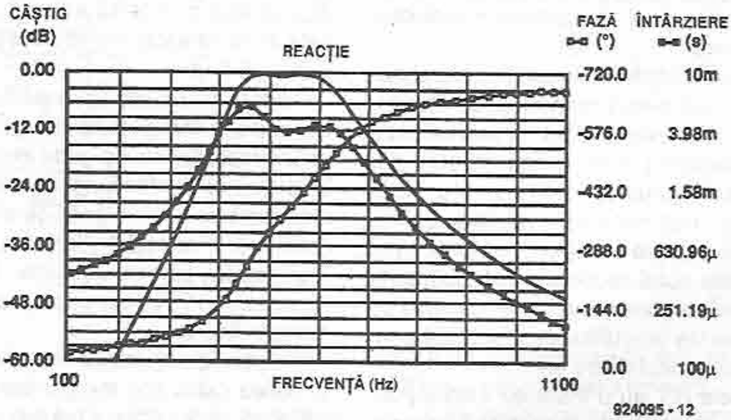
021 *Filtru trece-bandă cu reacție suplimentară*

O caracteristică importantă a unui filtru trece-bandă este factorul de formă, care este raportul dintre lățimea de bandă la atenuare mare și cea de la atenuare redusă. Cu cât este mai mic factorul de formă, cu atât filtrul este mai bun.

1



2



Un alt parametru important este timpul de întârziere de grup, care determină viteza cu care pot traversa filtrul semnalele sub formă de impuls şi cele sinusoidale. În interiorul benzii de trecere, timpul de întârziere trebuie să fie constant pentru ca filtrul să asigure reproducerea fidelă a semnalului.

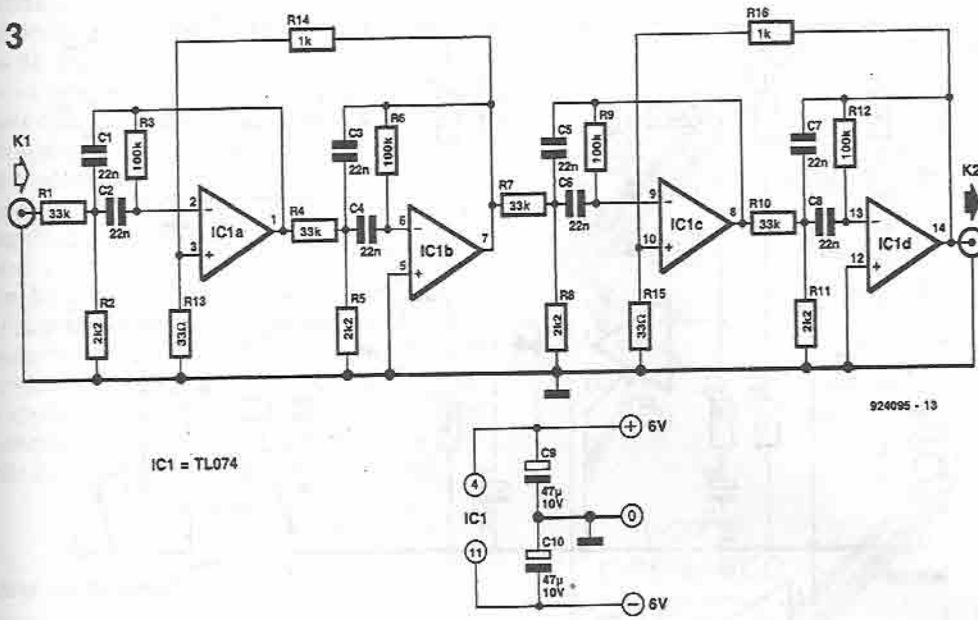
Deseori aceşti parametri nu sunt prea bine îndepliniţi la filtrele active uzuale cu reacţia locală pe fiecare secţiune de ordinul doi (filtru cu reacţie multiplă).

Cuvântul magic în electronică este „reacţie". Graficele din fig. 1 şi fig. 2, referitoare la circuitul din fig. 3, arată importanţa reacţiei. Fig. 1 dă amplificarea în funcţie de frecvenţă dacă R14 şi R16 au fost omise (fără reacţie). Banda la –3 dB este de 50 Hz, iar la –40 dB este de 450 Hz. Aceasta dă un factor de formă egal cu 9.

Cu reacţia suplimentară asigurată de R14 şi R16, filtrul are o lăţime de bandă de 200 Hz la –3 dB şi de 660 Hz la –40 dB. Aceasta dă un factor de formă egal cu 3,3.

În plus, întârzierea de grup în banda de trecere este constantă în limite acceptabile.

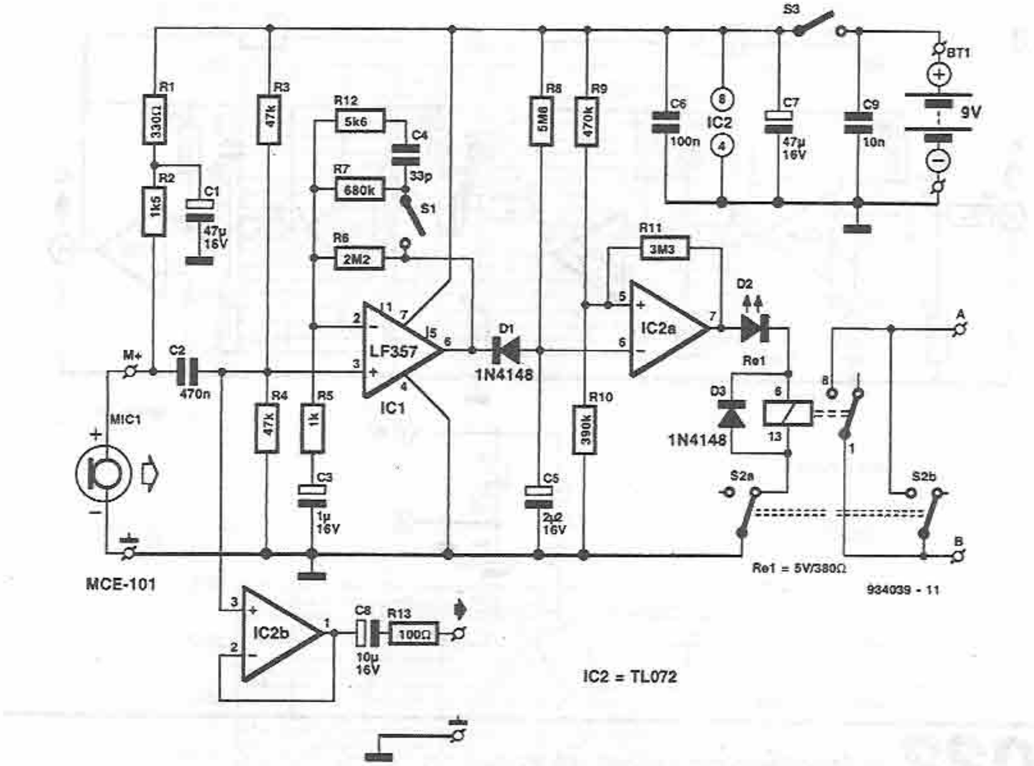
Aceasta demonstrează că filtrul cu reacţie suplimentară dă performanţe mai bune decât filtrul în configuraţia tradiţională!



022 *Înregistrare acționată vocal*

Înregistrarea acționată vocal (VOR) este o facilitate întâlnită la majoritatea dictafoanelor portabile. Funcția comenzii VOR este de a porni banda casetofonului la detectarea unui semnal vocal. Aceasta scutește utilizatorul de apăsarea butonului „Înregistrare". Utilizatori tipici ai dictafonului sunt managerul energic și detectivul de la TV care descurcă ițele unei crime vorbind cu el însuși la volanul mașinii sale sport. Circuitul prezentat aici adaugă funcția VOR oricărui casetofon, cu condiția ca acesta să aibă o intrare pentru control de la distanță. Ca alternativă, circuitul poate fi folosit drept VOX (comutator comandat prin voce) pentru controlul unui emițător, sau ca detector sensibil la zgomot într-un sistem de alarmă. În funcție de poziția comutatorului S1, semnalul de ieșire de la microfonul cu electret (aprox. 5 mV) este amplificat de 520 sau 2200 de ori de AO IC1, care funcționează și ca filtru activ cu banda de trecere (vocală) de la 160 Hz la aproximativ 9 kHz. Componentele D1, C5 și R8 transformă semnalul audio amplificat într-o tensiune continuă ce se aplică la intrarea inversoare a comparatorului IC2a. Dacă sunetul captat de microfon este suficient de puternic, potențialul intrării inversoare scade sub cel al intrării neinversoare și ieșirea comparatorului își schimbă starea. Nivelul logic H rezultat la pinul 7 al lui IC2a produce acționarea releului, și închiderea contactului acestuia. În cazul în care contactul este conectat la intrarea de control de la distanță a casetofonului, banda pornește și începe înregistrarea. Această situație este semnalizată de aprinderea lui D2. Tensiunea de alimentare a circuitului și a microfonului este cuplată sau decuplată de către S3. Comutatorul S2 permite numai deconectarea funcției VOR, iar S1 servește la selectarea unei sensibilități scăzute sau foarte ridicate.

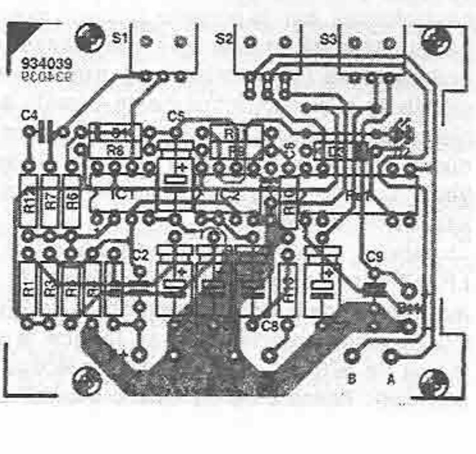
Întrucât produsul amplificare-bandă al lui LF357 este de aproximativ 20 MHz, AO va avea banda de 9 kHz la o amplificare de 2200. Cu S1 închis, amplificarea se reduce la valoarea de 520, rezultând o bandă efectivă de 38,5 kHz. Această bandă nefiind practică sau

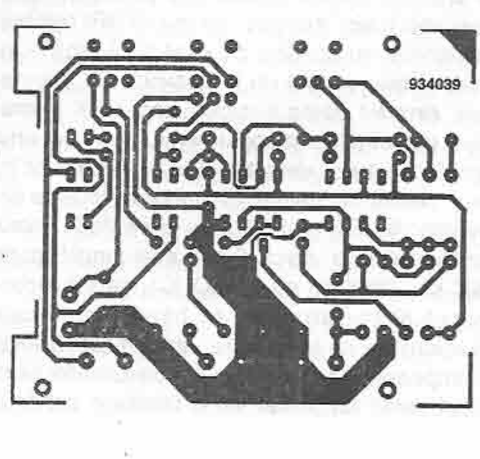


de dorit pentru semnale vocale, s-a introdus în bucla de reacție condensatorul C4, pentru a se obține o bandă de 9 kHz și la amplificare mică. Rezistorul R12 previne oscilațiile AO prin menținerea unei amplificări minime egale cu 5.

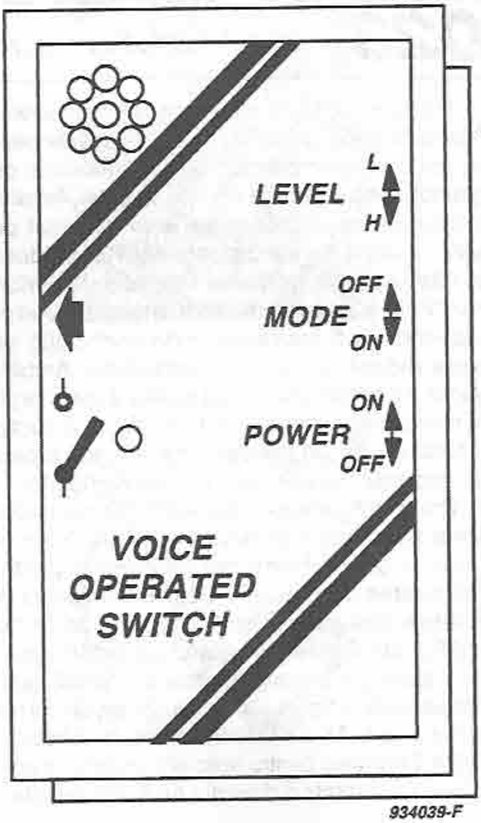
Când releul este acționat, circuitul absoarbe aproximativ 18 mA de la o baterie de 9 V; cu releul neacționat, consumul scade cam la jumătate. Tensiunea minimă a bateriei pentru funcționare corectă este în jur de 6,8 V.

VOR este un circuit extrem de sensibil și, pentru a nu fi perturbat de semnalele puternice de RF, este recomandabil să fie construit după cablajul prezentat aici. Dimensiunile plăcii permit





montarea într-o cutie din plastic prevăzută din fabricație cu un compartiment pentru baterii. Se dă, de asemenea, o sugestie pentru un panou frontal cu aspect plăcut. De remarcat că toate intrările și ieșirile circuitului sunt situate pe aceeași parte a plăcii, pentru a fi siguri că semnalele de mod comun induse în cabluri nu sunt obligate să traverseze placa de circuit imprimat, unde ar putea afecta buna funcționare a părții electronice. Toate conexiunile la masă se fac prin lipire pe o „insulă" de cupru cu suprafață mare, care se constituie într-o impedanță scăzută. S-a făcut excepție în cazul condensatorului C5: pentru a preîntâmpina suprapunerea curentului de descărcare peste semnalul de microfon, acestora nu li se permite să circule prin același traseu de masă.



934039-F

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 330 Ω
R2 = 1,5 kΩ
R3, R4 = 47 kΩ
R5 = 1 kΩ
R6 = 2,2 MΩ
R7 = 680 kΩ
R8 = 5,6 MΩ
R9 = 470 kΩ
R10 = 390 kΩ
R11 = 3,3 MΩ
R12 = 5,6 kΩ
R13 = 100 Ω

Condensatoare:
C1, C7 = 47 µF / 16 V
C2 = 470 nF
C3 = 1 µF / 16 V
C4 = 33 pF
C5 = 2,2 µF / 16 V
C6 = 100 nF
C8 = 10 µF / 16 V
C9 = 10 nF

Semiconductoare:
D1, D3 = 1N4148
D2 = LED roșu, ∅ 3 mm

Circuite integrate:
IC1 = LF357
IC2 = TL072

Diverse:
S1, S3 = AS1D-5M – comutator monopolar cu translație, cu terminale în unghi drept pentru implantare în cablaj (Fujisoko)
S2 = AS2D-5M – comutator bipolar cu translație, cu terminale în unghi drept pentru implantare în cablaj (Fujisoko)
X1 = MCE-101 – microfon cu electret (Monacor / Monarch)
Re1 = releu 5 V / 380 Ω (Siemens V23100-V4005-A001)
Cutie material plastic 61 x 97 x 26 mm
Conector pentru baterie de 9 V
Placă circuit imprimat tip 934039

023 Amplificator de microfon cu zgomot redus

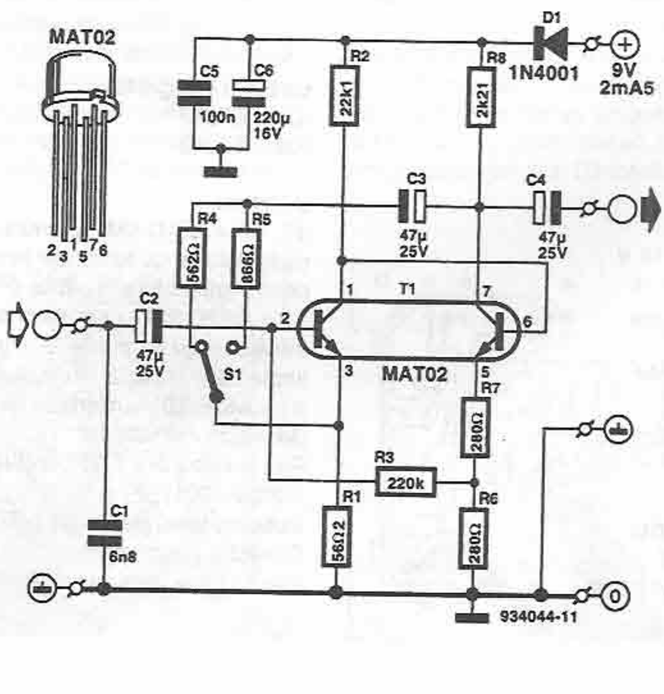
Se pare că odată cu apariția tranzistoarelor împerecheate în aceeași capsulă, căutările pentru realizarea amplificatorului de microfon cu zgomot zero au primit un nou impuls. Amplificatorul pe care-l prezentăm este construit pe baza perechii de tranzistoare MAT02 produse de PMI. Acest amplificator este atât de performant încât și cel mai pretențios amator de audiofrecvență va fi impresionat de contribuția sa foarte redusă la zgomotul semnalului. Amplificatorul se adaptează simplu pentru o plajă largă de impedanțe ale microfonului și oferă un câștig în tensiune de 20 dB sau 23,5 dB (amplificare 10, respectiv 15), selectabil dintr-un comutator.

Preamplificatorul are două etaje cu cuplaj direct și reacție, iar etajul de intrare funcționează la curent foarte mic de colector pentru minimizarea contribuției de zgomot. Impedanța de ieșire este de aproximativ 70 Ω la un câștig de 23,5 dB. Preamplificatorul se construiește pe o placă de circuit imprimat compactă, așa cum se arată în figură. Consumul redus de curent (aprox. 2,5 mA) și alimentarea de la o baterie de 9 V îl fac ideal pentru aplicații portabile, împreună cu un microfon dinamic de înaltă calitate.

Întrucât rezistorul R3 este răspunzător de impedanța de intrare și de alte câteva caracteristici importante ale preamplificatorului, vom arunca o privire asupra unor date măsurate la diferite valori ale lui R3.

Cu R3 = 220 kΩ, impedanța de intrare este de 30 kΩ. A fost măsurat un factor THD + Z (distorsiuni armonice totale plus zgomot) de 0,045%; nivelul zgomotului a fost de –65 dB, măsurat într-o bandă de frecvență de 22 kHz, la o tensiune de ieșire de 15 mV. S-a constatat că impedanța sursei și câștigul global au avut o influență neglijabilă asupra acestor rezultate.

Schimbarea valorii lui R3 la 6,8 kΩ a determinat obținerea unei valori de 0,042% pentru THD + Z, la o tensiune de intrare de 1 mV, și a unui nivel de zgomot de –65 dB. Cu această valoare a rezistorului, impedanța de intrare a scăzut la aproximativ 1 kΩ. La o impedanță a sursei în jur de 600 Ω, THD este mai mic de –95 dB (nivelul minim de zgomot). Pe de altă parte, totuși, impedanța mai mică de intrare determină o reducere a câștigului global cu aproximativ 4 dB. O impedanță și mai mică a sursei, de 25 Ω, s-a constatat că duce la un THD = –94 dB.

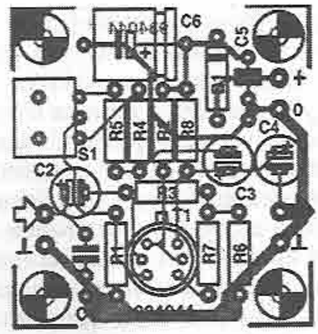


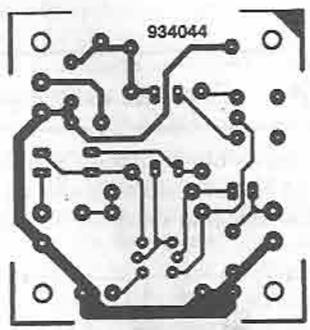
Listă de componente
Rezistoare:
(toleranță 1%, peliculă metalică, din seria E96)
R1 = 56,2 Ω, 1%
R2 = 22,1 kΩ, 1%
R3 = 220 kΩ
R4 = 562 Ω, 1%
R5 = 866 Ω, 1%
R6, R7 = 280 Ω, 1%
R8 = 2,21 kΩ, 1%

Condensatoare:
C1 = 6,8 nF
C2 ÷ C4 = 47 µ / 25 V cu terminale de implantare
C5 = 100 nF
C6 = 220 µF / 16 V

Semiconductoare:
D1 = 1N4001
T1 = MAT02 (Precision Monolithics Inc.; Analog Devices)

Diverse:
S1 = comutator cu translație pentru implantare în cablaj (Fujisoku), tip AS1D-5M

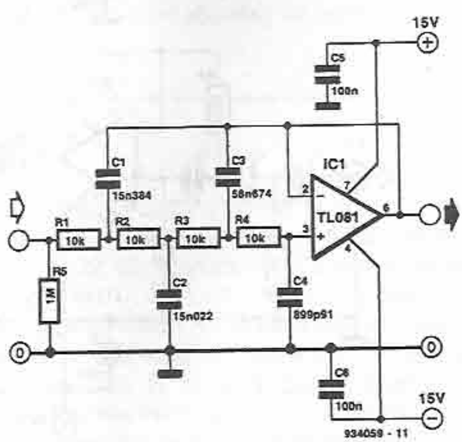




024 *Filtru de ordinul patru cu un singur cip*

Filtrele de ordin superior sunt proiectate, în mod normal, cu două sau mai multe secțiuni de ordinul doi în cascadă. Aceasta înseamnă că un filtru de ordinul patru necesită cel puțin două AO. Filtrul de față folosește, totuși, un singur AO, rezultând distorsiuni mai mici, intermodulație mai redusă ș.a.m.d. De asemenea, nu există supracreșterile de rezonanță internă care caracterizează combinațiile de secțiuni de ordinul doi. Din acest motiv, semnalul de vârf la intrare poate fi egal cu semnalul de ieșire de vârf al AO (luați, însă, în considerare plaja de mod comun de intrare).

Dezavantajele circuitului sunt raportul mare C3 / C4 și valorile minime ale rezistoarelor. Valorile rezistoarelor sunt determinate de sarcina de pe ieșirea AO (acestea reprezentând chiar o parte a sarcinii). Sarcina maximă (la semnal mare) a lui TL081 este de 2 kΩ. Rezistoarele R1 ÷ R4 constituie o impedanță de 2,5 kΩ, prin



urmare sarcina externă nu poate fi mai mică de 10 kΩ. Dacă se folosește un AO care suportă o sarcină de 600 Ω, este recomandabil ca valorile R1 ÷ R4 să fie stabilite la valoarea minimă de 2,5 kΩ. Aceasta va reduce zgomotul introdus de filtru, care este generat în special de rezistoare.

Caracteristica filtrului este un polinom Bessel de ordinul patru. O caracteristică de tip Butterworth este dificil de obținut cu acest gen de filtru deoarece, datorită amplificării unitare a AO, raportul C3 / C4 devine foarte mare. Cu actualele valori ale componentelor, frecvența la –3 dB este 1 kHz. Se pot obține alte frecvențe de tăiere prin recalcularea valorilor componentelor: acestea sunt direct proporționale cu frecvența. Polinoamele Bessel și Butterworth de ordinul patru și funcția de transfer a circuitului sunt date mai jos.

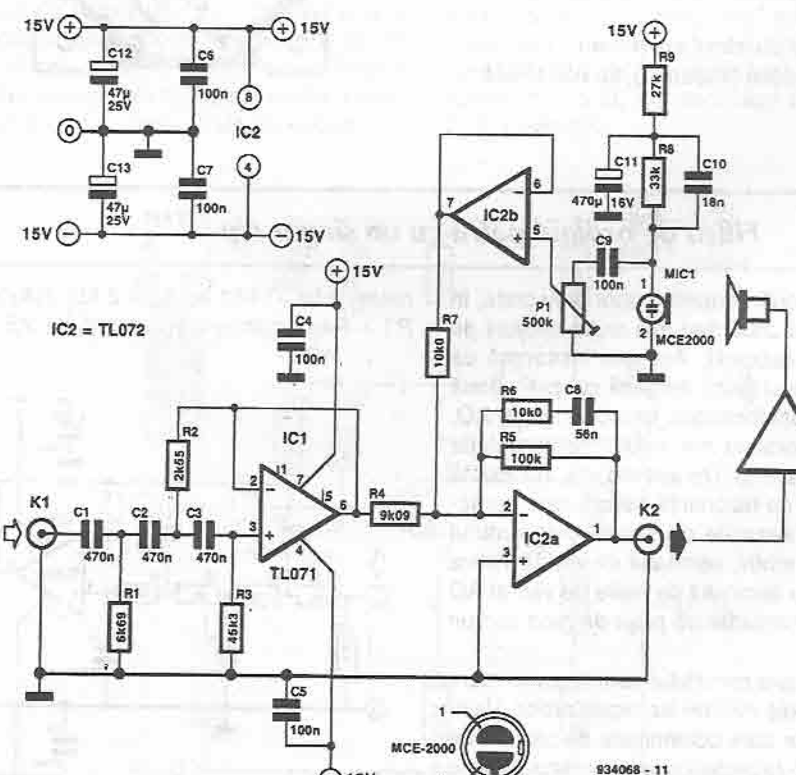
Bessel: $1 + s + {}^{3}/_{7} \cdot s^2 + {}^{2}/_{21} \cdot s^3 + {}^{1}/_{105} \cdot s^4$.

Butterworth: $1 + 2{,}6131\ s + 3{,}4142\ s^2 + 2{,}6131\ s^2 + s^4$.

$A j\omega = 1 + j\omega 2C2C4 + (j\omega)^2[C1(C2{+}3)C1(C4 + 4)C2(C4 + 3)C3C4] + (j\omega)^3[2C1C2(C4 + 2)C1C3(C4 + 2)C2C3C4] + (j\omega)^4 C1C2C3C4.$

025 *Corecție activă pentru bas*

Boxele active oferă singura soluție de a obține o bună reproducere a basului cu incinte mici și ieftine. Schema descrisă nu folosește, deci, incinte masive pentru a obține rezultate bune, ci o reacție acustică. Un microfon amplasat aproape de difuzorul de bas înregistrează



cu siguranță fiecare mișcare a membranei. Este important, desigur, să se acorde atenție amplitudinii maxime a membranei difuzorului.

Ieșirea microfonului se conectează în bucla de reacție negativă a amplificatorului de ieșire. În acest fel, semnalul de intrare al amplificatorului se compară cu semnalul acustic produs în difuzor. În practică, acest aranjament se pare că lucrează corect numai cu semnalele de joasă frecvență. Experimental s-a constatat că dacă microfonul este plasat cam la 10 mm de conul difuzorului de joase, semnalele cu frecvențe sub 500 Hz sunt captate fidel. Pentru a fi absolut siguri de corectitudinea funcționării, în circuitul de față s-a stabilit frecvența superioară la 300 Hz. Deasupra acesteia, acțiunea corecției dispare gradat. De remarcat că se corectează comportarea difuzorului din punct de vedere al fazei și pentru semnale care depășesc 300 Hz. Dacă frecvența de tranziție a filtrului de separare al difuzorului se află la 300 Hz, este recomandabil să alegeți frecvența de tăiere a circuitului de față, determinată de R6-C8, mai jos de 300 Hz.

Câștigul lui IC2 în gama frecvențelor de lucru ale circuitului este de 20 dB, și se reduce la 0 dB pentru frecvențe mai mari de 300 Hz. Acest amplificator, care determină corecțiile până la punctul de tăiere, servește, de asemenea, drept buffer pentru semnalul de microfon.

Cu semireglabilul P1 se stabilește nivelul semnalului în funcție de puterea nominală a difuzorului și de eficiența microfonului. Dacă acest nivel este fixat prea sus, corecția se aplică și peste frecvența punctului de tăiere. Dacă nivelul fixat este prea mic, corecția este prea slabă și semnalele între 20 Hz și 300 Hz vor crește după o caracteristică standard de ordinul 1.

Alegerea microfonului ar trebui făcută experimental, mai ales pentru amplificatoare de mare putere. Cel folosit pentru prototip a lucrat bine cu sisteme de mică putere cu eficiență relativ scăzută. Dacă veți folosi alt tip, asigurați-vă că tensiunea pe microfon este aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare. Aceasta se realizează din R8 și R9. De asemenea, asigurați-vă că punctul de tăiere stabilit de P1-C9 rămâne mult mai jos de 20 Hz (lipsa semnalului la P1 duce la creșterea amplificării finale).

Frecvența până la care este compensat semnalul dat de microfon e determinată de R8-P1-C10. Această constantă de timp trebuie să fie egală cu R6-C8.

Prezentul circuit poate mări nivelul frecvențelor, care pot coborî până la 20 Hz, cu aproximativ 20 dB. Întrucât majoritatea difuzoarelor nu se descarcă la o astfel de frecvență, circuitul include un filtru Butterworth de ordinul 3 cu punctul de tăiere situat la 37 Hz. Această frecvență poate fi modificată schimbând valorile lui C1, C2 și C3. Acest filtru preîntâmpină încărcarea difuzorului cu semnale pe care nu le poate reproduce.

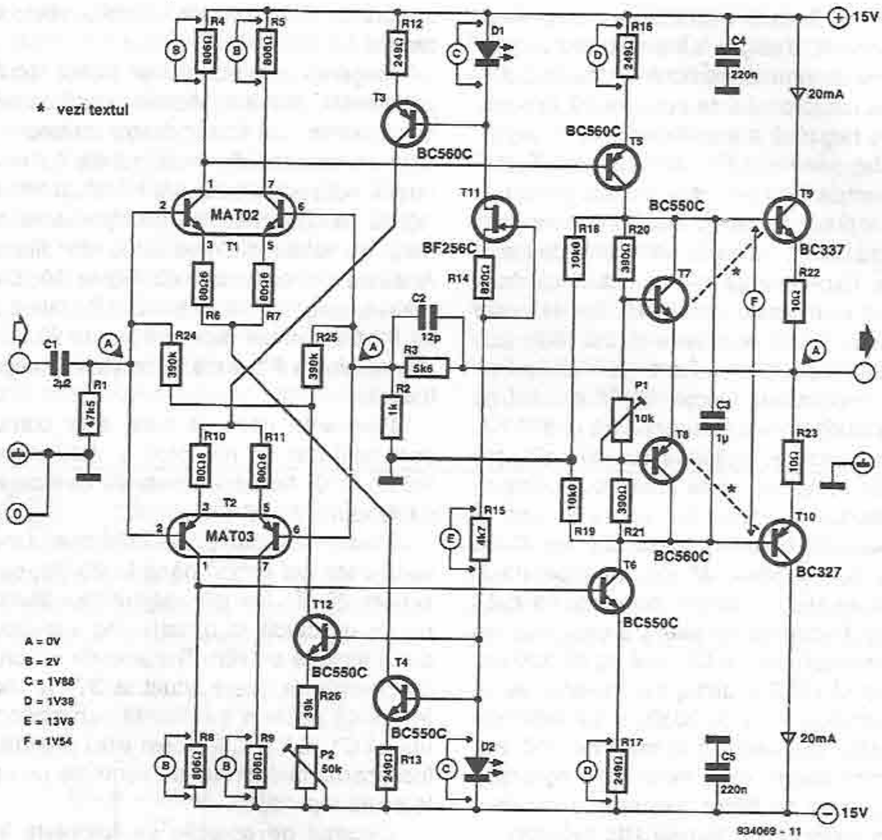
Circuitul de corecție se folosește în mod special cu sisteme de boxe active. Trebuie să asigurați schimbarea cu 180° a fazei difuzorului pentru a preveni reacția pozitivă. Aceasta se poate face adăugând un buffer inversor înaintea lui K2.

Circuitul consumă aproximativ 6 mA, din care doar 0,25 mA sunt absorbiți de microfon.

026 *Preamplificator în clasă A*

În prezent, proiectarea preamplificatoarelor se face aproape invariabil cu circuite integrate. Cu toate acestea, mai există mulți constructori care apreciază schemele cu componente discrete, lor fiindu-le destinat montajul descris aici.

Amplificatorul a fost conceput într-o structură simetrică. În etajele diferențiale de intrare s-au folosit tranzistoarele duale T1 și T2. Corecția polarizării este esențială datorită diferențelor de amplificare dintre acestea, și este asigurată de T12. Tensiunea de referință necesară este dată de D2. Semireglabilul P2 aduce tensiunea de ieșire la 0 V. Singurul dezavantaj al etajului de corecție îl constituie necesitatea utilizării condensatorului de cuplaj la intrare, C1. Totuși, cu valoarea dată în schemă pentru acest condensator, frecvența de tăiere este de numai 1,5 Hz, deci în practică nu apar probleme.



Etajele de intrare comandă un amplificator în contratimp compus din T5 și T6. Pentru mărirea stabilității acestui amplificator, câștigul său este limitat de R18-R19.

Etajul de ieșire este un repetor pe emitor convențional, cu T9 și T10. O sursă de curent formată din T7 și T8 asigură constanța curentului de repaus prin repetorul pe emitor. Pentru performanțe maxime, suprafețele plane ale lui T7 și T9, respectiv ale lui T8 și T10, trebuie puse în contact, nu înainte însă de aplicarea unui strat de vaselină siliconică. O clemă de alamă pentru asigurarea mecanică a ansamblului este recomandabilă dar nu absolut necesară.

Curentul de repaus prin T9 și T10 se reglează la 20 mA cu P1. Valoarea curentului se poate măsura pe baza căderilor de tensiune de pe R22 și R23.

Condensatorul C2 îmbunătățește răspunsul etajului și suprimă supracreșterile. Banda efectivă de frecvență se reduce în acest mod la 2,4 MHz, ceea ce este mai mult decât suficient pentru aplicații audio.

Pentru performanțe optime, toate tranzistoarele lucrează în clasă A, rezultând un curent total de repaus relativ mare, de 40 mA. Pentru a asigura o reacție corectă, masa de intrare și de ieșire, R1, R2, R18 și R19, precum și borna de alimentare trebuie luate din același punct de masă.

Iată câteva caracteristici măsurate (la U_{alim} = ±15 V și $U_{ieș}$ = 1 V_{ef} / 1 Ω):

Câștig: 16 dB (sensibilitate de intrare de 150 mV)

Slew rate (viteza de variație): 200 V / μs

Raport semnal-zgomot: 100 dB (neponderat)

Distorsiuni de armonica a treia: < 0,00025% (20 Hz ÷ 20 kHz).

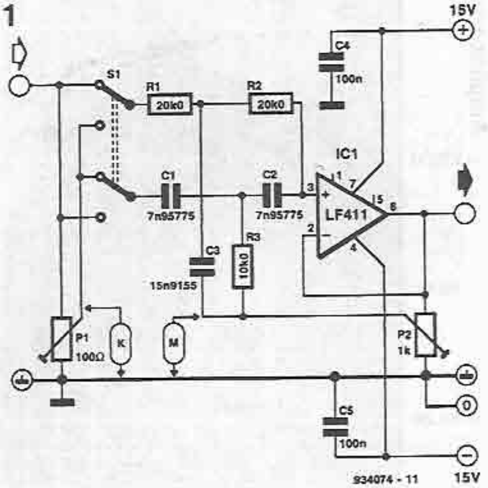
027 *Filtru oprește-bandă special*

Filtrele dublu T sunt folosite în multe circuite. Acest tip de filtru poate constitui un filtru oprește-bandă perfect (teoretic, cel puțin). În circuitul de față se folosește un filtru dublu T într-o manieră diferită. El poate avea fie caracteristicile unei combinații de filtru oprește-bandă cu filtru trece-jos, (comutatorul S1 în poziția 1), fie ale unei combinații de filtru trece-sus cu filtru oprește-bandă (S1 în poziția 2). Curbele caracteristice sunt date în fig. 2, respectiv fig. 3.

Variabila K din figurile 2 și 3 este determinată de poziția cursorului lui P1. Variabila M depinde de poziția cursorului lui P2, și determină factorul de calitate (Q).

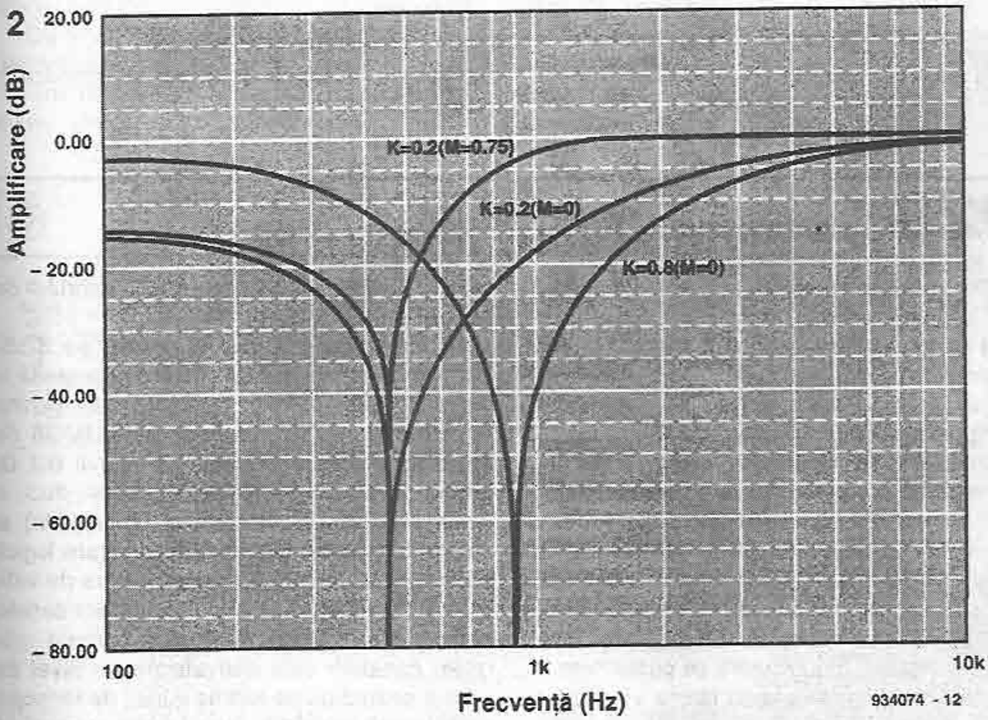
Un dezavantaj al acestei scheme e faptul că rejecția maximă este ușor diminuată. Pentru M = 0,75, atenuarea maximă (calculată) este de 50 dB. Cu valorile componentelor date în fig. 1, frecvența corespunzătoare acestei atenuări este de 1 kHz. Se pot calcula ușor alte frecvențe. Frecvența de oprire-bandă f_{ob}, cu S1 în poziția 1, este:

1

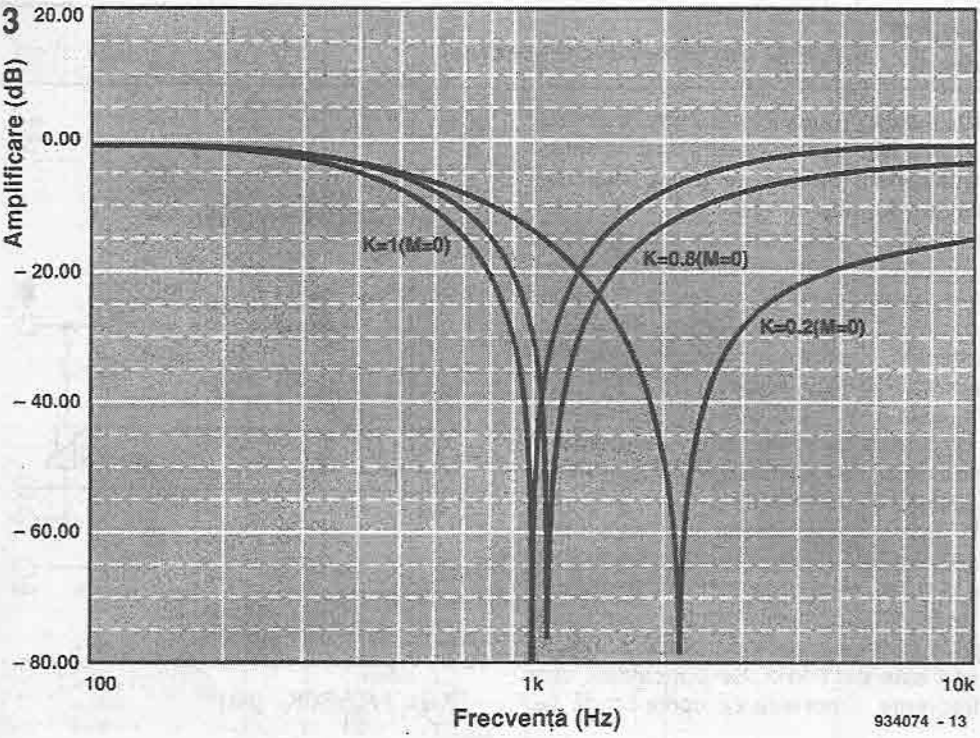


$$f_{ob} = 1 / 2\pi RCK \quad [Hz]$$

2



3



Cu S1 în poziția 2, $f_{ob} = K / 2\pi RC$ [Hz]

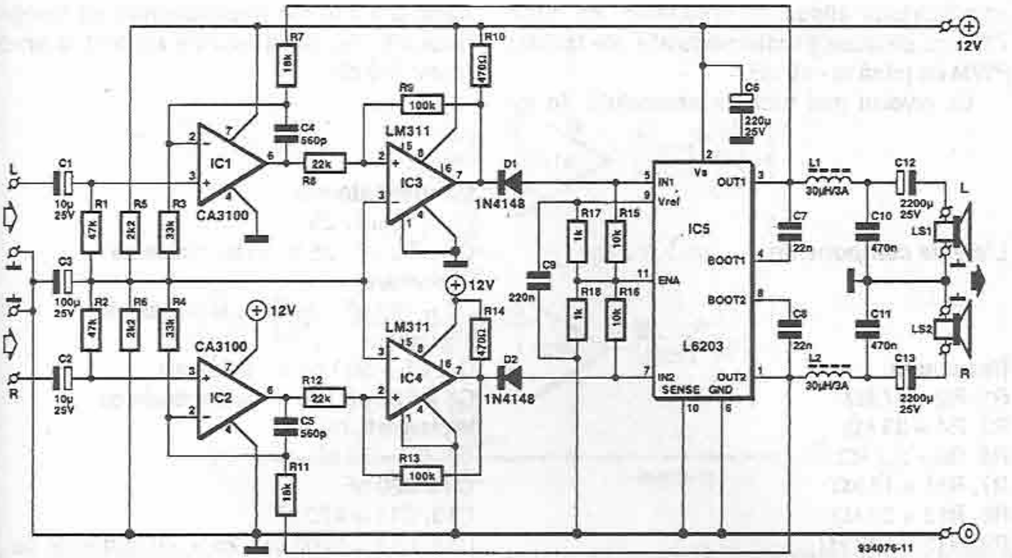
În toate cazurile, $0 \leq K \leq 1$; C este exprimat în farazi iat R în ohmi. Pentru AO se pot folosi diferite tipuri de circuite integrate.

Curentul absorbit de circuit se situează în jurul a 2 mA.

028 *Amplificator PWM stereo de 3 W*

Cea mai importantă particularitate a acestui amplificator stereo de mici dimensiuni e posibilitatea de a utiliza un circuit integrat pentru comanda în punte a motoarelor pas-cu-pas drept etaj de ieșire de putere stereo. Schema circuitului pune în evidență convertorul-amplificator cu modularea impulsurilor în lățime (PWM) cu trei etaje, ce compune fiecare canal. Semnalele audio ale intrărilor stânga (L) și dreapta (R) sunt convertite mai întâi în forme de undă triunghiulare de către AO IC1 și IC2, care sunt configurate ca integratoare cu reacție de la etajul de putere de ieșire prin rezistoarele R7 și R11. Apoi, semnalele triunghiulare se convertesc în semnale dreptunghiulare cu lățime variabilă a impulsului de către AO IC3 și IC4, care comandă intrările digitale ale amplificatorului de putere în punte, IC5.

Circuitul integrat L6203 produs de SGS-Thomson este de fapt un circuit de comandă în punte completă destinat aplicațiilor de control al motoarelor. Tranzistoarele sale DMOS de ieșire au rezistența $R_{DS(on)}$ de numai 0,3 Ω, având ca efect o disipație redusă și, deci, o înaltă eficiență. Fiecare canal (semipunte) al dispozitivului este controlat de o intrare logică separată, dar există o singură intrare de validare (ENA – pinul 11) comună ambelor canale, pentru cuplarea / decuplarea lor. În această aplicație, canalele sunt activate de un nivel de +5,1 V preluat de pe ieșirea sursei de tensiune de referință a lui IC5. Deși L6203 conține un

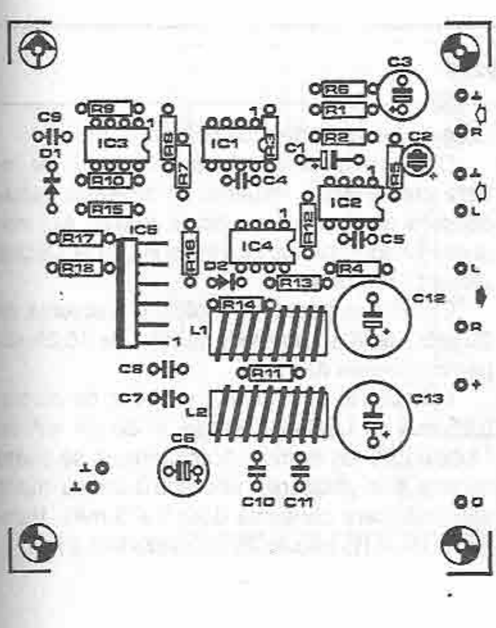


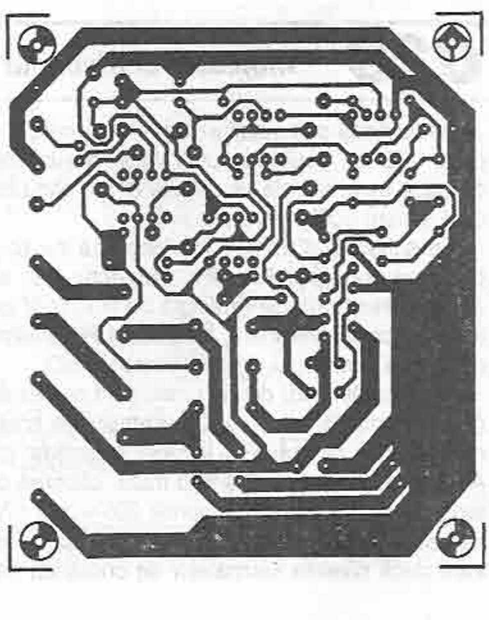
circuit în punte, conectarea difuzoarelor se face cu ieșiri asimetrice pentru configurația stereo.

Rezultatele testelor efectuate pe un prototip al amplificatorului nu sunt spectaculoase, însă nu sunt mai puțin demne de a fi menționate.

Cu o tensiune de alimentare de 12 V și o frecvență de intrare de 1 kHz s-a obținut o putere maximă de ieșire de 2 W pe o sarcină de 4 Ω. Nivelul nominal la intrare pentru această putere de ieșire a fost 2 V_{ef}. S-a măsurat un factor de amortizare egal cu 20, în timp ce distorsiunile au fost de 1,5%.

Aceste cifre se modifică într-o oarecare măsură dacă tensiunea de alimentare se mărește la 14,4 V. Puterea maximă de ieșire, pentru distorsiuni de 1,5%, crește la 2,8 W. Nivelul de comandă pe intrare necesar pentru această putere este de 2,25 V_{ef}. Cu excitație maximă,





amplificatorul atinge un randament de circa 73%, cu produse de intermodulație ale tactului PWM de până la –40 dB.

La niveluri mai mici ale semnalului de intrare, distorsiunile amplificatorului se mențin în jurul a 0,3%, iar nivelul de zgomot la aproximativ –80 dB.

Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 47 kΩ
R3, R4 = 33 kΩ
R5, R6 = 2,2 kΩ
R7, R11 = 18 kΩ
R8, R12 = 22 kΩ
R9, R13 = 100 kΩ
R10, R14 = 470 Ω
R15, R16 = 10 kΩ
R17, R18 = 1 kΩ

Inductanțe:
L1, L2 = 30 μH / 3 A pe miez toroidal

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148

Condensatoare:
C1 = 10 μF / 25 V
C2 = 10 μF / 25 V, cu terminale de implantare
C3 = 100 μF / 25 V, cu terminale de implantare
C4, C5 = 560 pF, cu polistiren
C6 = 220 μF / 25 V, cu terminale de implantare
C7, C8 = 22 nF
C9 = 220 nF
C10, C11 = 470 nF
C12, C13 = 2200 μF / 25 V, cu terminale de implantare

Circuite integrate:
IC1, IC2 = CA3100*
IC3, IC4 = LM311N
IC5 = L6203**

* Harris Semiconductor
** SGS-Thomson Microelectronics

029 *Indicator al nivelului de vârf*

Indicatorul semnalizează, prin intermediul a două LED-uri, depășirea unei valori prestabilite, de către semnalul de pe oricare dintre canalele unui sistem audio stereo.

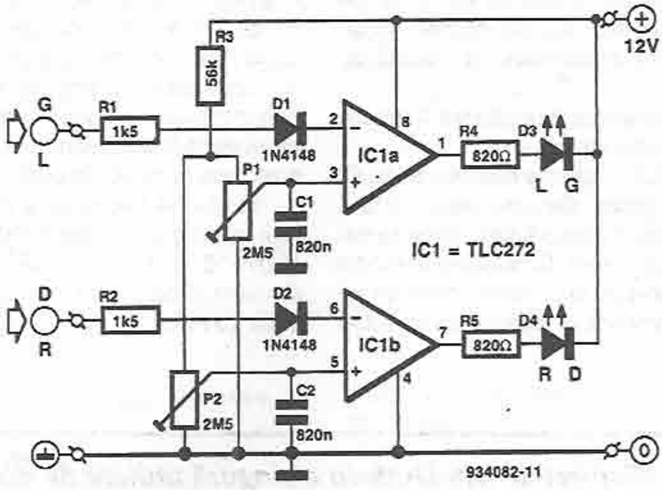
În schemă, IC1a și IC1b lucrează pe post de comparatoare. Prin P1, respectiv P2, se aplică o tensiune de referință de 0 ÷ 11 V pe intrările lor neinversoare. Rezistorul R3 previne depășirea domeniului de mod comun al AO.

Semnalele celor două canale sunt redresate (monoalternanță) cu D1 și D2 și tensiunea continuă rezultată se aplică pe intrările inversoare ale AO. Impedanța de intrare fiind mare, căderea de tensiune pe diode este de numai 200 ÷ 300 mV. Rezistoarele R1 și R2 limitează curentul de intrare dacă nivelele semnalelor de comandă depășesc domeniul de mod comun.

Când valoarea de vârf a semnalului de intrare crește peste valoarea de referință minus căderea de tensiune pe diodă, ieșirea AO respectiv își schimbă starea (trece în „0") și LED-ul aferent se aprinde.

Circuitul se poate folosi până la frecvența de 20 kHz (dacă se admite o variație de ±0,25 dB pentru nivelele de vârf).

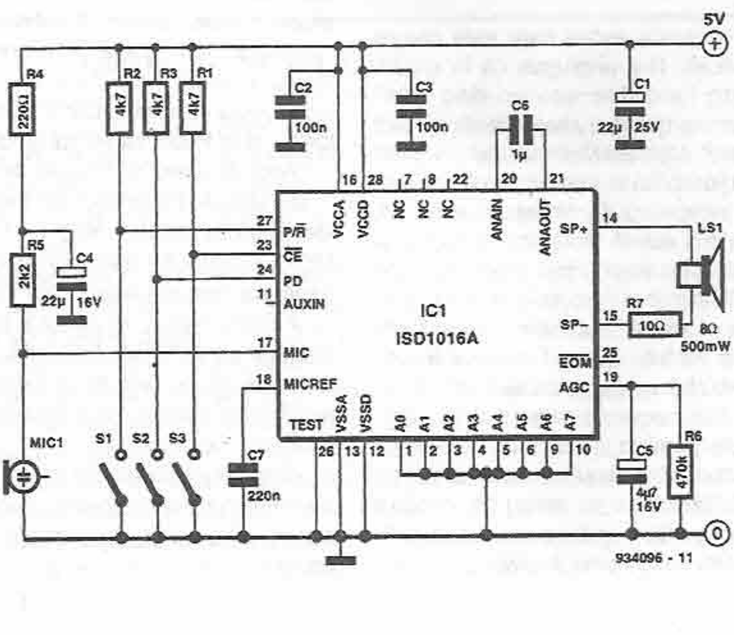
Indicatorul absoarbe un curent de numai 0,25 mA cu LED-urile stinse, și de 24 mA cu ambele LED-uri aprinse. Acest consum se poate reduce prin utilizarea unor LED-uri cu mare eficiență (care consumă doar 2 ÷ 3 mA). Valorile lui R4 și R5 trebuie atunci mărite la 3,3 kΩ.



030 *Înregistrator de voce integrat*

Circuitele integrate ISD1012, ISD1016 și ISD1020 fabricate de firma ISD permit înregistrarea și redarea sunetului. Ultimele două cifre din codul CI indică lungimea mesajului în secunde. Diferențele între duratele de înregistrare-redare se datorează frecvenței de eșantionare, care este maximă (10,6 kHz) pentru durata minimă.

Circuitele conțin o memorie nevolatilă care poate memora sunetul înregistrat, fără a necesita vreo tensiune de alimentare, pentru perioada de nu mai puțin de zece ani. Circuitul conține, de asemenea, un amplificator de microfon și un amplificator de ieșire. Desenul prezintă cel mai



simplu montaj pentru utilizarea unuia dintre aceste circuite: un microfon cu electret, un difuzor, comutatoare de comandă și o sursă de alimentare.

S1 este comutatorul înregistrare / redare (înregistrare = poziția închis).

Comutatorul S2, în poziția deschis, trece CI în modul „power down". Cea mai mare parte a circuitului va fi atunci deconectată, ceea ce reduce consumul de curent. Comutarea în modul „power down" servește și ca reset atunci când, de exemplu, se produce o depășire a capacității la înregistrare (mesajul e prea lung). CI semnalizează acest lucru trecând în „0" ieșirea EOM (sfârșit de mesaj) pe timpul înregistrării.

Declanșarea înregistrării sau redării se face prin închiderea lui S3. Acest comutator trebuie să rămână închis pe durata înregistrării și este preferabil să fie de tip push-button.

Banda de frecvență a circuitului este similară celei din telefonie: ISD1012 – 4,5 kHz; ISD1016 – 3,4 kHz; ISD1020 – 2,7 kHz. Consumul de curent în timpul redării este de circa 25 mA.

031 Copiere în MS-DOS cu o singură unitate de dischetă

MS-DOS este un program dezvoltat pentru controlul unui sistem de calcul, lucru pe care-l poate realiza printr-o varietate de procedee. Unul dintre acestea este crearea fișierelor batch, în care un număr de comenzi se pot combina pentru a forma o instrucțiune nouă. Fișierul batch acopy copiază fișiere de pe unitatea A pe unitatea A. Cu o mică modificare, devine posibilă utilizarea instrucțiunii și cu alte unități. Fișierul batch conține câteva proceduri rar folosite și este destinat sistemelor care au o singură unitate de dischetă sau două unități incompatibile.

În listing se poate vedea care este natura acestei modificări. S-a presupus că în calculator există un hard disc sau un disc RAM având suficient spațiu liber, aceasta din cauză că fișierul batch stochează temporar pe hard disc sau pe discul RAM toate fișierele de copiat. Fișierul începe ca de obicei cu *echo off*, apoi verifică dacă există directorul temporar și dacă acesta conține vreun fișier. Dacă da, este atenționat utilizatorul și i se solicită o decizie. Acestea sunt efectuate de către prima secțiune, dintre *if* și eticheta *:endif*. Comanda *if* verifică dacă directorul este gol, cu ajutorul lui *not* și al lui *exist*. Dacă aceasta este situația, se ignoră comenzile până la *:endif*. Dacă directorul nu este gol, conținutul acestuia este afișat pe monitor cu *dir*, urmat de un mesaj trimis către ecran prin *echo*. Comanda *pause* lasă suficient timp pentru luarea unei decizii.

După decizia de continuare, conținutul directorului c:\copy.tmp va fi șters automat. Întrebarea „are you sure?" este redirectată către dispozitivul zero (și, prin urmare, nu este afișată) și i se răspunde automat cu „y(es)". Dispozitivul zero este un periferic fictiv care, din punct de vedere al calculatorului, se comportă la fel ca un monitor sau o imprimantă. Nu face absolut nimic și este ideal pentru folosirea drept coș de gunoi. Răspunsul automat „y(es)" este dat de instrucțiunea *echo*, a cărei ieșire (y) este transferată ca parametru de intrare pentru instrucțiunea *delete* cu simbolul de indirectare (|).

Următoarea etapă este crearea subdirectorului c:\copy.tmp, care, dacă totul este în regulă, este inexistent. Dacă acest director există totuși, el ar trebui să fie gol și, deci, utilizabil.

Apoi, discheta cu fișierele de copiat se pune în unitatea A. Fișierele care trebuie copiate se identifică în același mod ca la instrucțiunea MS-DOS *copy*. Nu trebuie introdusă nici o literă, deoarece aceasta există deja în fișier.

Fișierul batch nu poate fi folosit și pentru dischete de 3,5" și de 5,25": fiecare dintre acestea necesită propriul fișier batch. Singura diferență între aceste două fișiere va fi litera din instrucțiunile *copy*.

Odată ce fișierele de copiat au fost memorate în directorul temporar, discul poate fi înlocuit, după care copierea poate fi dusă până la capăt.

La sfârșit, fișierele din c:\copy.tmp trebuie șterse și directorul eliminat.

A doua instrucțiune *copy* conține un punct acolo unde ne-am putea aștepta la un *.*. Acest punct, în MS-DOS, semnifică „directorul curent" și poate fi folosit în majoritatea cazurilor în locul lui „*.*". De exemplu, *del a:.* este același lucru cu del *a:*.**.

Instrucțiunile *echo* urmate de un punct generează o linie goală pe ecran. Acest lucru e valabil și la alte câteva versiuni de MS-DOS, deși manualul nu o afirmă.

Sintaxa comenzii ACOPY este:

ACOPY nume_cale [nume_cale].

Țineți cont că, cu această metodă, subdirectoarele nu se pot copia împreună cu fișierele.

O ultimă remarcă: *nume_cale* trebuie dată începând cu directorul rădăcină.

```
@echo off

if not exist c:\copy.tmp\*.* goto
endif
dir c:\copy.tmp /w
echo.
echo directory C:\COPY.TMP already
exist
echo press ctrl-C to abort ACOPY
echo press any key to delete
C:\COPY.TMP\*.*
echo and continue ACOPY
pause > nul:
echo y | del c:\copy.tmp > nul:
:endif
ctty nul:
mkdir c:\copy.tmp
ctty con:
echo.
echo Insert SOURCE diskette in drive
a:
pause
copy a:%1 c:\copy.tmp

echo.
echo Insert TARGET diskette in drive
a:
pause
copy c:\copy.tmp\. a:%2 > nul:
echo y | del c:\copy.tmp > nul:
rmdir c:\copy.tmp
```

880191-11

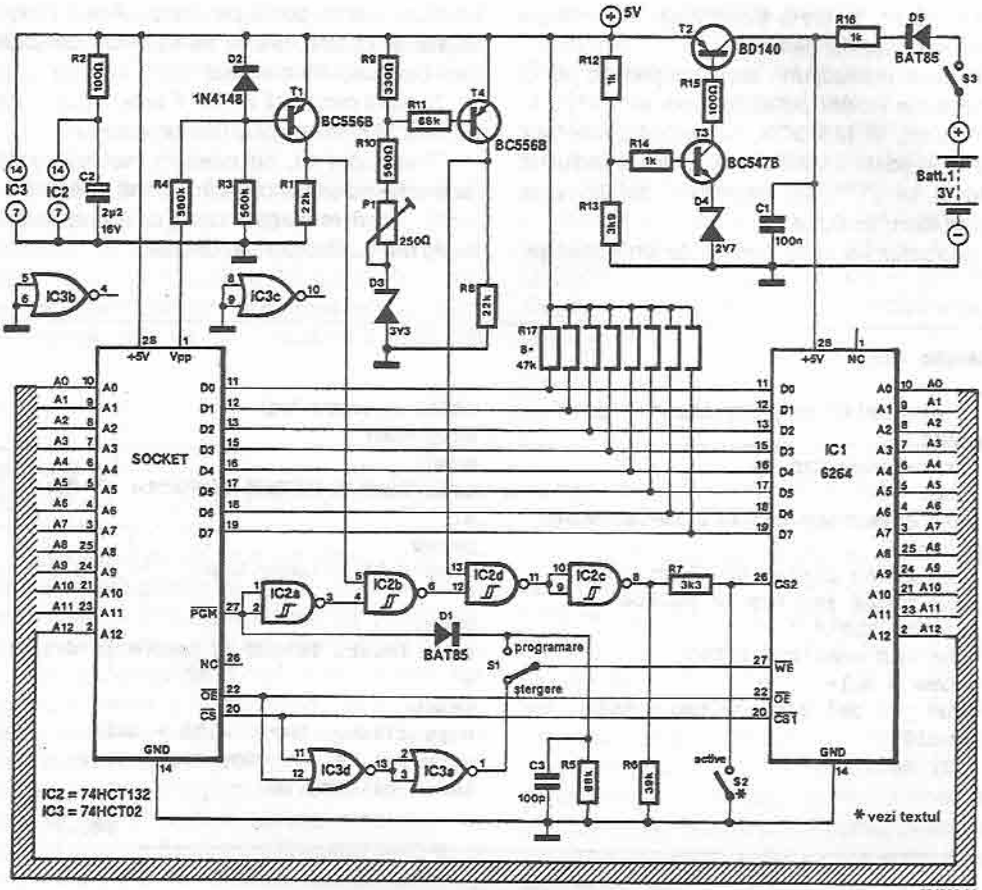
032 Emulator de EPROM 2764

Emulatorul permite înlocuirea EPROM-ului 2764, dintr-un circuit dat, cu un RAM static. Este un circuit foarte compact: împreună cu sursa de alimentare de stand-by încape pe o placă de 105 x 40 mm.

Practic, comportarea circuitului nu poate fi deosebită de cea a unui EPROM 2764 real. Tensiunea de programare poate avea 12,5 V sau 21 V. Un avantaj în plus al emulatorului este faptul că programarea și ștergerea nu mai sunt necesare în faza de dezvoltare, economisind în felul acesta timp prețios.

Poziția comutatorului S2 determină starea circuitului: activ sau inactiv. Pe poziția închis, circuitul este inactiv și memoria nu poate fi influențată din exterior: se află în modul stand-by. Acest mod trebuie selectat atunci când se presupune că circuitul nu va fi folosit pentru un anumit timp, sau atunci când se plasează într-un (sau se îndepărtează dintr-un) alt circuit.

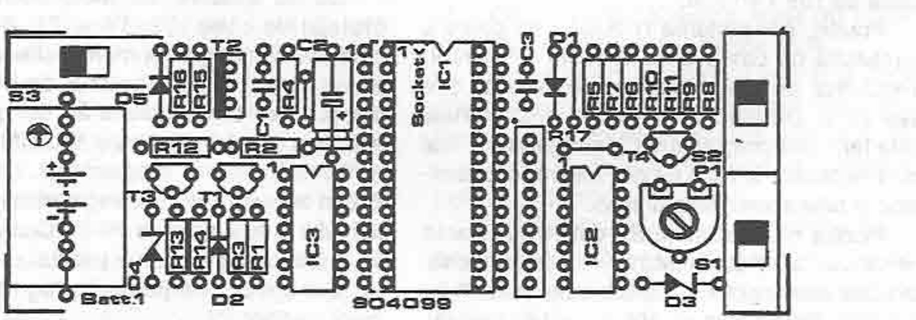
Cu S2 deschis, conținutul memoriei este protejat de către IC2, T4 și T1. Singura posibilitate de ștergere a memoriei este prin plasarea ei într-un programator de EPROM-uri, poziționarea comutatorului S1 pe „ștergere" și activarea funcției „Verificare EPROM șters" sau „Citire memorie" la programator. Când s-a încheiat această rutină, întregul conținut al emulatorului a fost adus la FF-H. Comutatorul S1 va trebui pus din nou pe poziția „programare", în care emulatorul poate fi programat în manieră tradițională.

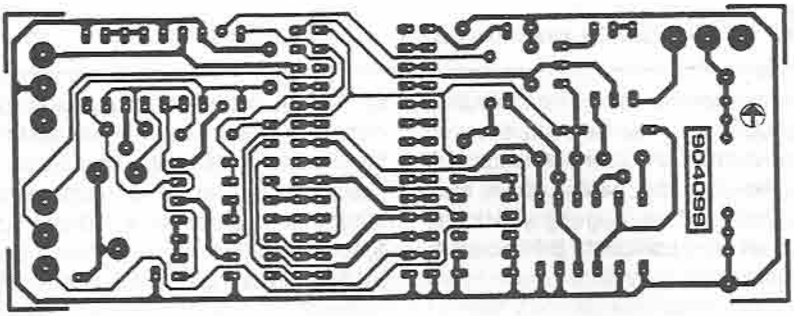


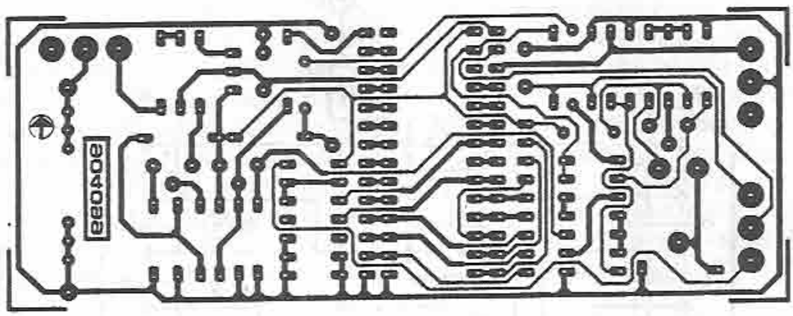
După încheierea programării, S2 trebuie închis și emulatorul poate fi plasat în circuit. Înainte de punerea în funcțiune a circuitului, S2 trebuie deschis din nou.

Alimentarea de la baterie se cuplează / decuplează cu S3: la deschiderea contactului se pierde, bineînțeles, conținutul memoriei RAM.

După cum se vede în figuri, s-au folosit două șiruri de insule de cablaj, cu pini foarte lungi, care țin locul pinilor EPROM-ului.







Listă de componente

Rezistoare:
R1, R8 = 22 kΩ
R2, R15 = 100 Ω
R3, R4 = 560 kΩ
R5, R11 = 68 kΩ
R6 = 39 kΩ
R7 = 3,3 kΩ
R9 = 330 Ω
R10 = 560 Ω
R12, R14, R16 = 1 kΩ
R13 = 3,9 kΩ
R17 = arie 8 x 47 kΩ
P1 = 250 k semireglabil

Condensatoare:
C1 = 100 nF
C2 = 2,2 µF / 16 V
C3 = 100 pF

Semiconductoare:
D1, D5 = BAT85
D2 = 1N4148
D3 = Zener 3,3 V / 400 mW
D4 = Zener 2,7 V / 400 mW
T1, T4 = BC556B
T2 = BD140
T3 = BC547B

Circuite integrate:
IC1 = 6264
IC2 = 74HCT132
IC3 = 74HCT02

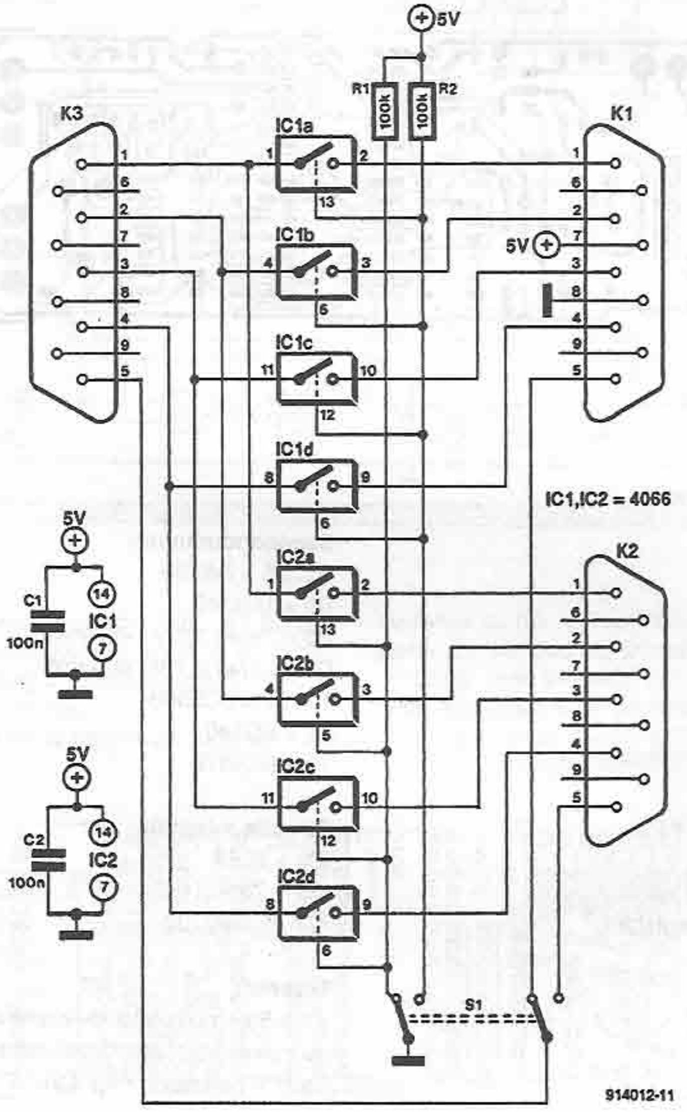
Diverse:
S1 ÷ S3 = comutator de implantare, cu translație; contact comutator
Batt1 = baterie cu litiu, 3 V

033 *Comutarea portului de control la C64*

Sunt mulți cei care folosesc încă bătrânul C64 pentru jocuri, dar sunt frecvent enervați de nevoia constantă de a comuta conectorii joystick-ului. Aceasta din cauză că în mod normal este disponibil un singur joystick, pe când unele jocuri sunt controlate prin portul 1, iar altele prin portul 2.

Cauza neplăcerii se poate elimina cu circuitul prezentat aici, care folosește opt comutatoare analogice conținute în două capsule de circuit integrat tip 4066. Comutatorul S1 permite conectarea pinilor JOY0-JOY3 fie la portul 1, fie la portul 2.

Alimentarea de +5 V este preluată din C64.

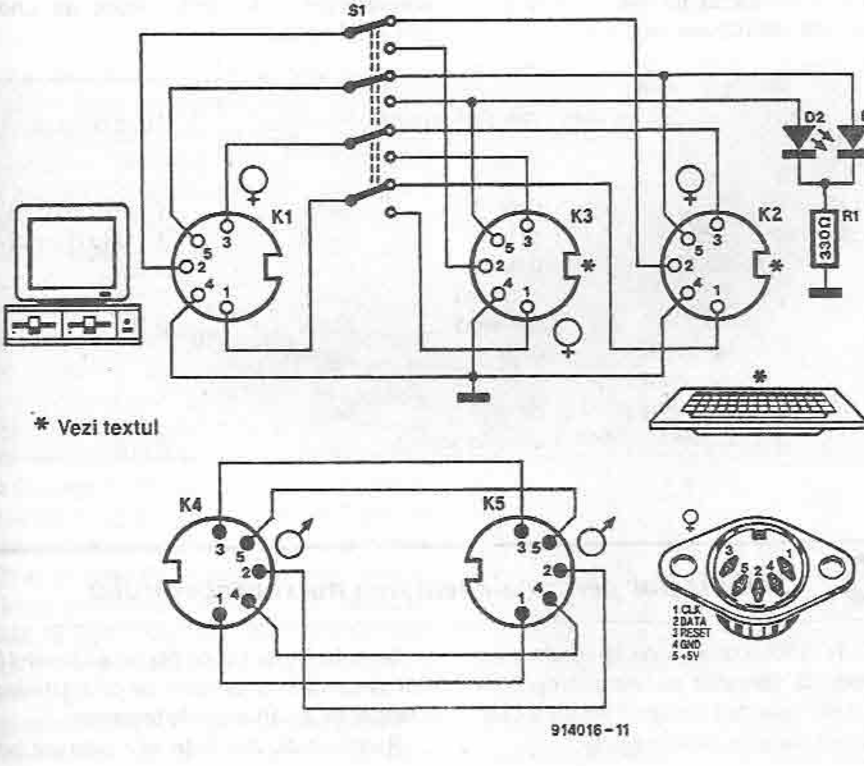


034 *Comutator pentru selectarea tastaturii*

Dacă aveți o tastatură non-qwerty și ați dori să o folosiți la calculator fără a mai trebui să învățați unde se află tastele atipice, acest circuit simplu vă va fi de folos. El acceptă două tastaturi, la K2, respectiv K3, și le conectează la calculator prin conectorul S1 și conectorul K1. Verificați conexiunile tastaturii la calculatorul dumneavoastră, deoarece unele PC-uri compatibile prezintă mici diferențe ale configurației pinilor. Legătura dintre circuit și calculator se face printr-un cablu standard cu 5 fire cu mufă DIN; vă puteți confecționa, desigur, propriul cablu după schema de mai jos (K4 și K5).

Comutatorul S1 este cuadripolar cu contacte comutatoare, de tip rotativ sau basculant. Linia de alimentare fiind și ea comutată, tastatura suplimentară nu mărește încărcarea. LED-urile suplimentare care indică tastatura aflată în circuit măresc consumul de curent cu circa 10 mA.

Atât despre hardware; acum din punct de vedere al software-ului. Indiferent ce tastatură conectați, codurile generale nu se schimbă. Informarea computerului despre utilizarea unei configurații diferite pentru tastatură cade în sarcina programului driver de tastatură. În versiunile MS-DOS până la 3.2, acest driver se numește KEYB??.COM, unde în locul semnelor de întrebare se dă o abreviere sugestivă a țării. În mod normal, versiunea corectă a acestui program se execută din AUTOEXEC.BAT; după comutare, trebuie să lansați manual programul. Începând cu versiunea 3.3, se folosește fișierul KEYBOARD.SYS (iar în unele versiuni mai vechi, KEYB??.SYS), și atunci nu mai aveți altă soluție decât să reporniți calculatorul (alt-ctrl-del) de fiecare dată când ați schimbat tastatura, având în unitatea A un disc sistem pe care ați memorat datele necesare în CONFIG.SYS și din care le veți transfera în KEYBOARD.SYS. În cealaltă situație, veți instala fișierul KEYB??.SYS corect.



035 *Magistrala de comunicație*

Există astăzi atât de multe standarde diferite pentru magistrale și rețele, încât o prezentare sumară a celor mai des utilizate tipuri poate fi utilă multor cititori. Rețineți că fiecare magistrală necesită pentru transmisia de date un software corespunzător. Spre exemplu, binecunoscuta rețea Ethernet funcționează cu Novell și Lantastic.

Magistralele Ethernet și Thin-Ethernet sunt destinate folosirii ca rețele locale (LAN – Local Area Network) între calculatoare și calculatoare sau între calculatoare și echipamente periferice cum sunt imprimantele sau ploterele.

Magistrala IST (Integrated Service Terminal – terminal pentru servicii integrate) se folosește în rețele locale pentru birouri. Aceasta se conformează normelor ISDN. Este destinată comunicației între telefoane, telefoane video, calculatoare și sisteme de alarmă.

Magistrala D^2B (Domestic Digital Bus – magistrală digitală pentru locuință) este destinată interconectării echipamentelor audio și video. E întâlnită la majoritatea tunerelor radio și a receptoarelor de televiziune recente.

Magistrala CAN (Controller Area Network) este în primul rând destinată utilizării în sistemele de control din medii zgomotoase. Necesită numai două fire pentru distribuția alimentării și informației.

Magistrala Futurebus este un standard nou pentru procesarea datelor în interiorul unui computer. Lățimea căilor variază de la 32 de biți la 256 de biți. De-a lungul acestor căi, un număr de procesoare pot schimba date la viteze de tact foarte înalte.

Magistrala I^2S (Inter IC Sound) este concepută doar pentru schimbul de informație audio (16 biți stereo), pe distanțe scurte, între circuitele integrate dintr-un sistem audio. Datele sunt transmise serial.

Magistrala I^2C (Inter IC bus) este de asemenea proiectată pentru comunicația între circuite integrate. Ea nu manevrează numai date, ci și comenzi. Prin contrast cu magistrala I^2S, magistrala I^2C este destul de lentă și nu este adecvată pentru transmisii rapide ale unor cantități mari de date.

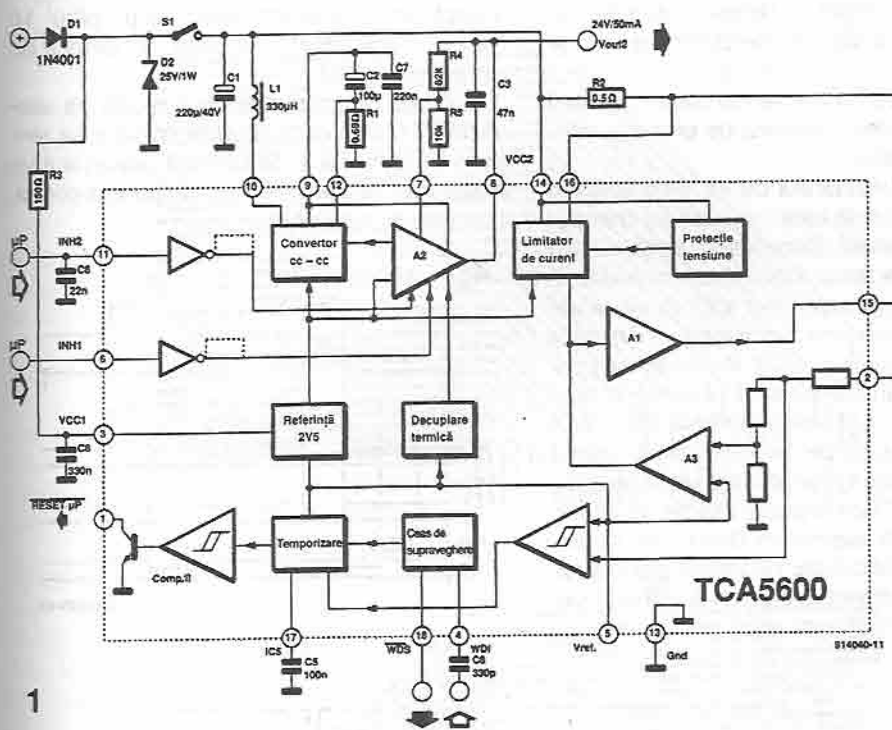
Numele rețelei	Lungimea maximă în metri	Tipul informației	Formatul datelor	Tipul conexiunii
Ethernet	2500	date	serial	1 cablu coaxial
Thin-Ethernet	925	date	serial	1 cablu coaxial
IST	300	date	serial	2 fire
D^2B	150	comenzi	serial	3 fire
CAN	100	comenzi	serial	2 fire
Future	la nivelul sistemului	date	paralel	
I^2S	la nivelul plăcii	date	serial	
I^2C	la nivelul plăcii	date / comenzi	serial	2 fire

036 *Stabilizator pentru alimentarea microprocesorului*

Circuitul TCA5600 produs de Motorola este o sursă integrată versatilă pentru microprocesoarele cu alimentare de la baterie; schema bloc internă a circuitului este dată în fig. 1.

Diodele D1 și D2 protejează circuitul împotriva alimentării cu tensiune de polaritate inversă, și respectiv a vârfurilor de tensiune.

Referința de 2,5 V se alimentează separat



1

pentru a putea rămâne alimentată pe perioada în care restul circuitului se află în stand-by.

Convertorul c.c.-c.c. și stabilizatorul reglabil de tensiune, A2, formează un singur bloc. Convertorul asigură tensiunea de intrare pentru A2 cu nivelul necesar pentru o funcționare corectă și stabilă a regulatorului. Nivelul este dependent de nivelul semnalelor pe intrările INH1 și INH2 care controlează regulatorul. Sunt posibile șase moduri, după cum se arată în tabel. Potențialul V_{out2} se folosește, de exemplu, ca tensiune de programare pentru un (E)EPROM și se stabilește cu ajutorul rezistoarelor R4 și R5. Întrucât convertorul este în funcțiune până când nivelul la pinul 9 atinge 33 V, este posibil ca, de exemplu, anterior programării unui (E)EPROM, să se aducă potențialul de intrare al lui A2 la nivelul cerut, în avans față de impulsul de programare, astfel încât comutarea de la 5 V la valoarea necesară să nu fie supusă nici unei întârzieri. Aceasta se poate vedea și din diagramele de timp din fig. 2.

Regulatorul de +5 V este în configurație clasică. Un amplificator diferențial, A1, compară

Tabel de adevăr

Mod	INH1	INH2	V_{out2}	Convertor c.c.-c.c.
1	0	0	off	int
2	0	high z	V_{out2}	on
3	0	1	V_{out2}	int
4	1	0	off	int
5	1	high z	5,0 V	on
6	1	1	5,0 V	int

int: funcționarea intermitentă a convertorului înseamnă că acesta lucrează numai dacă: $V_{CC2} < V_{out} + 2,5$ V

on: convertorul încarcă la valoarea maximă ($V_g = 33$ V) condensatorul de memorare, permițând un răspuns rapid al regulatorului tensiunii V_{out2} când este adresat prin software-ul de control.

off: impedanță ridicată (rezistorul intern de 10 kΩ la masă).

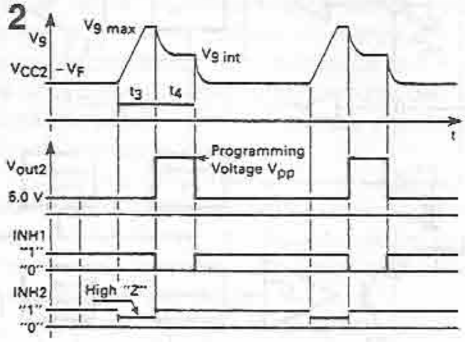
nivelul de ieșire divizat, cu tensiunea de referință; diferența comandă un tranzistor de putere extern, T1.

Limitarea de curent se realizează folosind un rezistor înseriat în circuitul de emitor al tranzistorului de ieșire.

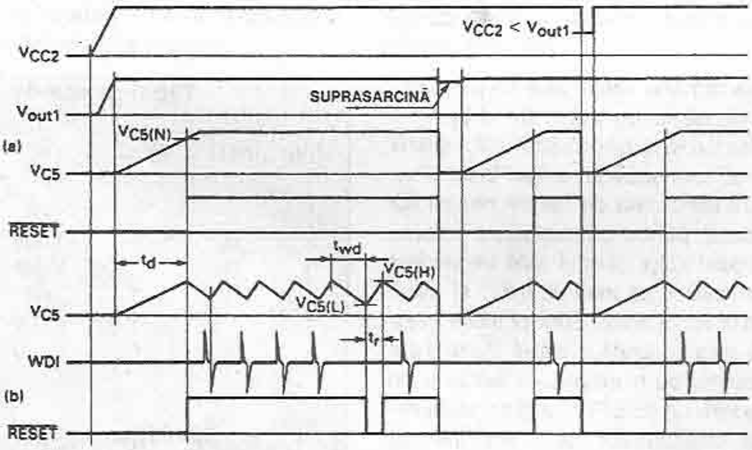
Ieșirea stabilizatorului de +5 V se aplică și unui trigger Schmitt care lucrează ca detector de tensiune minimă. Dacă ieșirea coboară sub 5 V, circuitul de temporizare este comandat să treacă în „0" ieșirea de reset a CI. Aceasta are drept scop prevenirea funcționării incorecte a microprocesorului la tensiuni de alimentare prea mici. Programând procesorul să emită în mod regulat impulsuri și aplicându-le la pinul WDI (inhibarea ceasului de supraveghere), ceasul de gardă va putea monitoriza rularea normală a programului. Dacă impulsul întârzie să apară, ceasul de gardă acționează circuitul de temporizare, care la rândul său resetează procesorul. Funcția de supraveghere poate fi activată sau dezactivată prin nivelul logic de pe pinul 18 (WDS). Dacă acest nivel este „0", ceasul de gardă este activat.

Circuitul de temporizare furnizează, de asemenea, un impuls de reset la conectarea tensiunii de alimentare, astfel încât procesorul va începe întotdeauna programul din punctul corect, în momentul alimentării.

2



914040-12

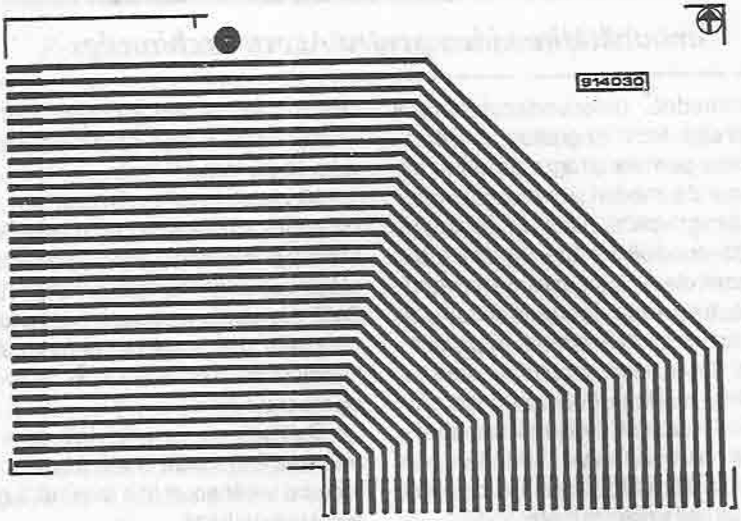


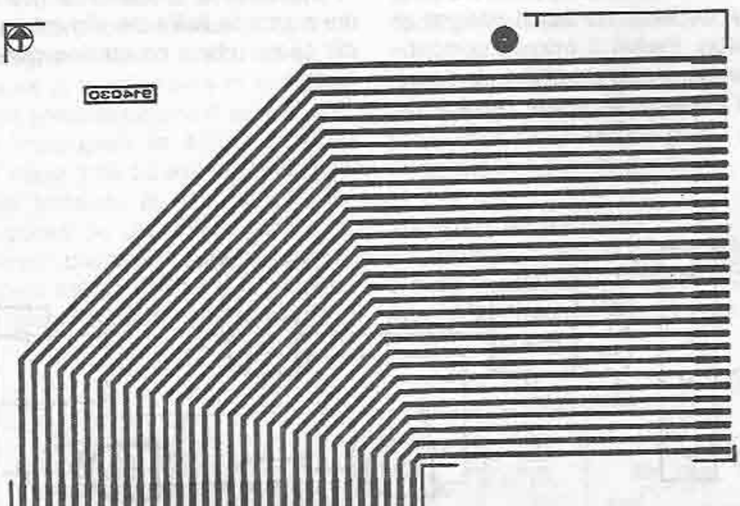
(a) Ceasul de supraveghere inhibat, $\overline{WDS}$ = "1"
(b) Ceasul de supraveghere în funcțiune, $\overline{WDS}$ = "0"

914040-13

037 *Extensie de magistrală în unghi drept pentru PC*

Această placă de extensie pe 8 biți pentru PC-uri IBM și compatibile vă dă posibilitatea conectării și testării plăcilor adaptoare fără a mai fi necesar să deschideți capacul calculatorului. Placa de circuit imprimat prezentată aici are traseele în unghi drept și este prevăzută cu un





conector cu 62 de linii pentru plăcile externe.

Pinii conectorului de magistrală sunt lipiți direct la traseele de cupru de la marginea plăcii.

Deoarece traseele de pe placa de extensie trec prin cadrul metalic din spatele PC-ului, este recomandabil să le izolați local cu bandă din PVC. De asemenea, pentru stabilitate mecanică, placa de extensie va trebui bine fixată de cadrul metalic, cu ajutorul unei armături de susținere.

În sfârșit, aveți grijă să introduceți plăcile adaptoare cu orientarea corectă în conectorul plăcii de extensie. Dacă este necesar, așezați PC-ul pe câteva cărți pentru a crea spațiul necesar în partea de jos.

Listă de componente

K1 = conector pentru slot de magistrală IBM cu 62 de linii

Cablaj Ref. 914030

038 Îmbunătăţire video pentru Acorn Archimedes

Acorn Archimedes, binecunoscut pentru viteza şi bunele sale facilităţi grafice, are o interfaţă video care permite programatorilor să aleagă o mulţime de moduri ecran cu ajutorul unui controler programabil. Cum se întâmplă adesea, această versatilitate are un dezavantaj: deoarece controlerul foloseşte o frecvenţă fixă de 24 MHz, frecvenţa cadrelor descreşte pe măsură ce se utilizează mai mulţi pixeli în imaginea-ecran. Ca rezultat, modurile-ecran de înaltă rezoluţie au tendinţa de a produce pâlpâire. Din fericire, acest neajuns se poate elimina complet sau aproape complet prin mărirea tactului la 36 MHz: acest lucru a fost deja încorporat în noile calculatoare A540.

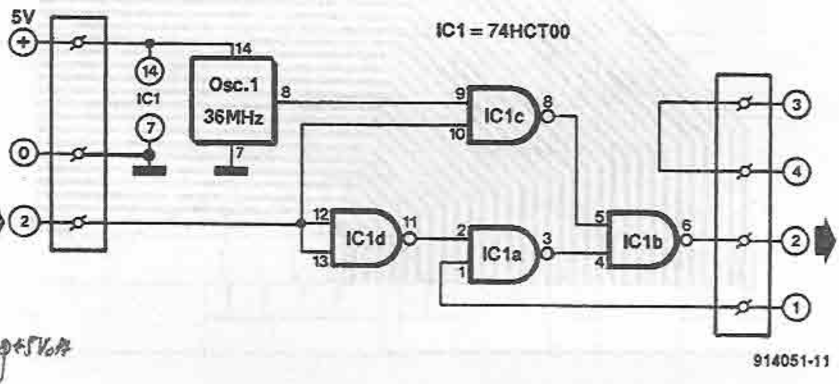
Tot ceea ce este necesar pentru mărirea tactului este un oscilator cu cristal integrat şi un CI de tip 7400. Pentru a asigura compatibilitatea în orice moment a circuitului din figură cu software-ul existent, se poate rezolva ca circuitul să fie activat (prin software) numai atunci când modul ecran necesită frecvenţă ridicată de tact.

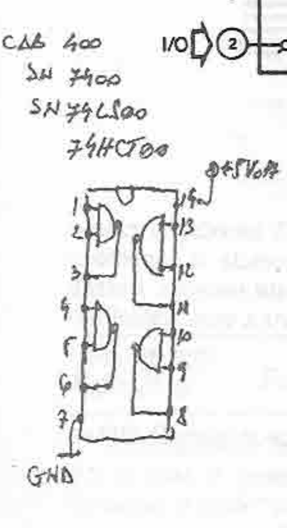
Montajul permite fixarea pur şi simplu pe conectorii existenţi în computer. Oscilatorul TTL şi cei doi mici conectori se potrivesc pe o faţă a plăcii, iar cealaltă faţă găzduieşte o versiune SMD (cu montare pe suprafaţă) a lui 74HCT00.

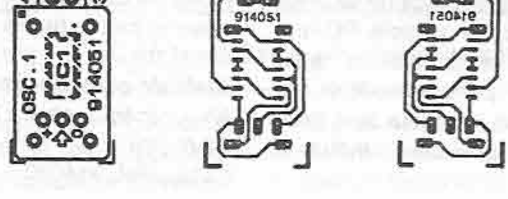
Placa se fixează la cei patru pini ai lui PL3, în calculatoarele A300, sau ai lui PL4, în calculatoarele A400.

Conexiunea la linia I/O care asigură comutarea între cele două frecvenţe de tact se face cu un fir scurt lipit la pinul 3 al lui PL10 de pe placa de bază.

Alimentarea circuitului se obţine lipind două fire scurte la liniile de alimentare de pe placa din spate (placa ce conţine conectorii de extensie).







039 Program handler de întrerupere pentru PC

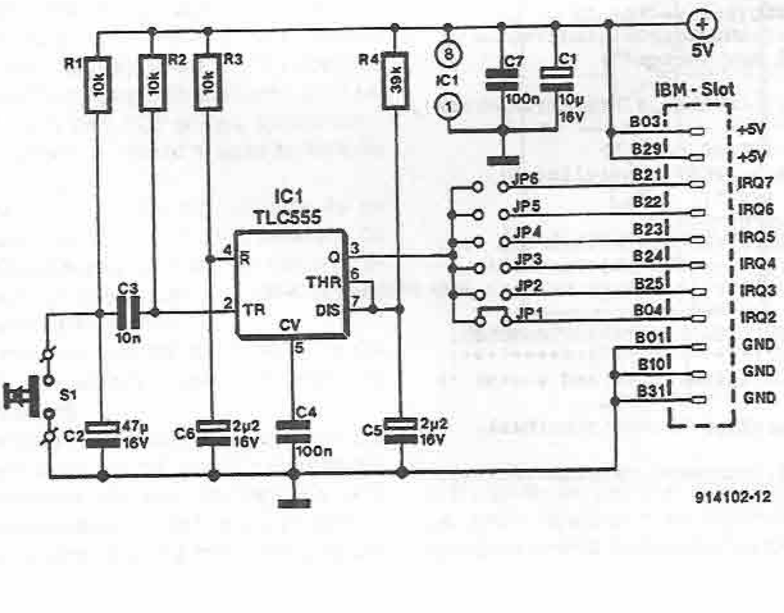
Programul și circuitele prezentate în Ref. 1 constituie o introducere în tratarea practică a întreruperilor la PC-urile IBM și compatibile, un subiect plin de capcane pentru utilizatorul mediu al PC-urilor. Programul (prezentat în listing) este un utilitar rezident în memorie, care monitorizează una din liniile de cereri de întrerupere, IRQ2 până la IRQ7. Aceasta produce un sunet scurt în difuzorul PC-ului când are loc o cerere. Cererile de întrerupere pot proveni de la o placă adaptoare și informează PC-ul că s-a produs un eveniment ce necesită acțiunea unei rutine de serviciu, care va întrerupe rularea programului curent. Întreruperile pot fi folosite pentru a semnaliza acțiunea, spre exemplu, a unui circuit de apel telefonic, a unui monitor al temperaturii, a unui monitor al nivelului de tensiune, sau a unui ceas de supraveghere. Pentru a vă ajuta să înțelegeți utilizarea și funcționarea în esență a întreruperilor, se prezintă un circuit simplu care generează o întrerupere la apăsarea unui buton. Având mare grijă să evitați conflictele cu plăcile deja instalate în PC, stabiliți linia pentru întreruperea de „apăsare buton", cu ajutorul unui jumper pus la JP1 ... JP6. Această linie de întrerupere trebuie definită și în program prin atribuirea valorii corecte constantei „IRQ" (vezi listingul).

Când se apasă butonul, TLC555 generează un impuls de cerere de întrerupere cu durata de 100 ms, care se transferă controlerului de întreruperi al PC-ului, 8259, printr-un slot de magistrală de extensie. Componentele R1 și C2 formează o rețea pentru eliminarea efectelor vibrațiilor comutatorului. Circuitul este ușor de construit pe placa de prototipuri de extensii pentru calculator, descrisă în Ref. 1.

La sfârșitul listingului se află două linii de comentariu care previn apelarea rutinei de dezinstalare. Dacă intenționați să faceți modificări în program, vă recomandăm să nu încercați să-l faceți imediat rezident, întrucât îndepărtarea din memorie a utilitarului nu se poate face decât prin repornirea calculatorului. Așadar, puneți instrucțiunea KEEP între acolade și adăugați temporar REPEAT UNTIL KEYPRESSED și UNINSTALL INTERRUPT-HANDLER. Aceasta vă va scuti de multe complicații și timp pierdut cu depanarea propriei aplicații.

Referință bibliografică:

1. *„Prototyping board for computer extensions"* (Placă de prototipuri de extensii pentru calculator). *Elektor Electronics*, iulie/august 1988.



```
PROGRAM PcAlarm;
(**************)

(* Elektor V1.0/JR *)

{$M 2000,0,0}
{$R-,S-,I-,F-,O-,A-,V+,B-,N-,E+,D-,L-}

USES CRT,DOS;

CONST IRQ=3;          (* Select hardware interrupt (0...7) *)
      Controller =$20; (* Base address of 8259 interrupt controller *)
      SpecificEOI=$60;

VAR End_Of_Int      :BYTE; (* End Of Interrupt command 8259 *)
    OriginalVector :POINTER;
    OriginalMask   :BYTE;
    IntNumber      :$08..$0F;

PROCEDURE STI;
(************)
(* Set processor interrupt enable flag *)
BEGIN;
  INLINE($FB);
END;
PROCEDURE CLI;
(************)
(* Clear processor interrupt enable flag *)
BEGIN
  INLINE($FA);
END;
{$F+}
PROCEDURE INTERRUPTHANDLER; INTERRUPT;
(************************************)
BEGIN
    SOUND(800); DELAY(200); SOUND(1200); DELAY(300); NOSOUND;
    PORT[Controller]:=End_Of_Int;
END;
{$F-}
PROCEDURE INSTALL_INTERRUPTHANDLER;
(*********************************)
VAR EnablePattern: BYTE;
BEGIN
 (* Save original vector *)
 GETINTVEC(IntNumber,OriginalVector);
 (* Install new vector *)
 CLI;
 SETINTVEC(IntNumber,@INTERRUPTHANDLER);
 STI;
 (* SAVE ORIGINAL MASK *)
 OriginalMask:=PORT[Controller+1];
 (* Enable IRQ *)
 EnablePattern:=$01;
 EnablePattern:=EnablePattern SHL IRQ;
 EnablePattern:=NOT(EnablePattern);
 PORT[Controller+1]:=(OriginalMask AND EnablePattern);
END;
PROCEDURE UNINSTALL_INTERRUPTHANDLER;
(***********************************)
(* Restore original mask and vector *)
BEGIN
  PORT[Controller+1]:=OriginalMask;
  CLI;
  SETINTVEC(IntNumber,OriginalVector);
  STI;
END;
```

```
BEGIN (* MAIN *)
  CASE IRQ OF
  0: IntNumber:= $08; (* SYSTEM CLOCK TICK          *)
  1: IntNumber:= $09; (* KEYBOARD INTERRUPT         *)
  2: IntNumber:= $0A; (* RESERVED                   *)
  3: IntNumber:= $0B; (* SECOND SERIAL PORT COM2 *)
  4: IntNumber:= $0C; (* FIRST  SERIAL PORT COM1 *)
  5: IntNumber:= $0D; (* HARDDISK INTERRUPT         *)
  6: IntNumber:= $0E; (* FLOPPYDISK INTERRUPT       *)
  7: IntNumber:= $0F; (* PRINTER INTERRUPT          *)
  END;
  End_Of_Int:=SpecificEOI+IRQ;
  INSTALL_INTERRUPTHANDLER;
  REPEAT UNTIL KEYPRESSED;
  UNINSTALL_INTERRUPTHANDLER;
  { KEEP(0); }
END. (* MAIN *)
```

040 *RS-232 cu o singură tensiune de alimentare*

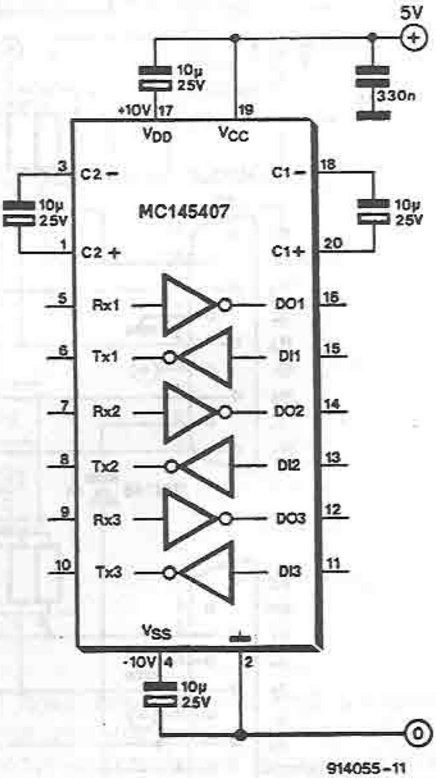
În majoritatea calculatoarelor, sursa de alimentare furnizează +5 V și ±12 V. Linia pozitivă de 12 V este necesară pentru unitățile de disc, iar ±12 V pentru interfața RS-232. În ultimii ani, au devenit disponibile circuite integrate (cum ar fi MAX232) care pot comanda canale seriale (care necesită ±12 V) de la o singură linie de +5 V.

În schemă, un circuit integrat Motorola MC145407 și patru condensatoare electrolitice furnizează ±10 V (alimentarea pentru legăturile lui RS-232 se poate situa între ±5 V și ±15 V). Circuitul mai pune la dispoziție trei buffere de intrare și trei buffere de ieșire (MAX232 oferă câte două din fiecare). Dacă sunt necesare mai multe buffere, CI poate alimenta încă un MC145407 pe la pinii VDD și Vss, pentru a rezulta șase buffere de intrare și șase buffere de ieșire.

Potențialele de 10 V sunt generate de un oscilator intern de 20 kHz și două dubloare de tensiune. Când sursa lucrează în sarcină, aceste tensiuni se reduc puțin, dar se mențin în limitele specificațiilor lui RS-232.

În gol, curentul absorbit de CI este de numai 1,5 mA, dar acesta crește, bineînțeles, în condiții de sarcină.

E recomandabil să realizați montajul cât mai compact posibil și să plasați condensatoarele electrolitice cât mai aproape de pinii aferenți. Condensatorul de decuplare de 330 nF trebuie lipit la pinii 2 și 19 prin terminale cât mai scurte. De preferat este să nu montați CI pe soclu, deoarece se vehiculează curenți destul de mari la încărcarea condensatoarelor.



041 *Comutator mouse / joystick pentru Amiga*

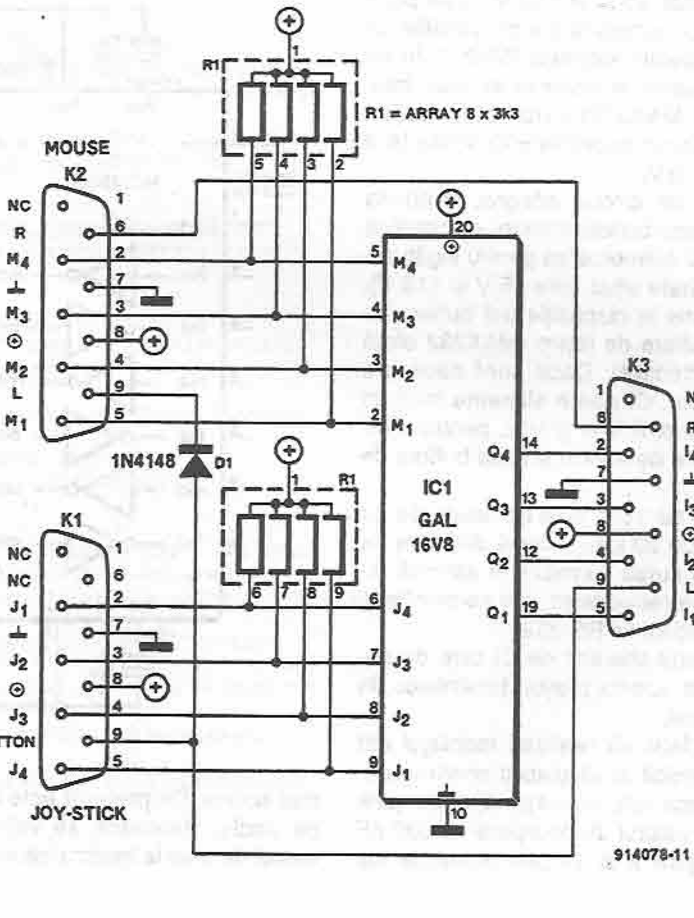
Iată un circuit interesant pentru toți posesorii de computere Amiga cărora le displace să deconecteze mouse-ul de fiecare dată când un joc video necesită un al doilea joystick. Comutatorul este complet electronic și poate rămâne permanent conectat la portul 1 de joystick de pe computer. Extrem de simplu de construit cu un minimum de componente, circuitul detectează automat dacă se folosește joystick-ul sau mouse-ul.

Mouse-ul livrat împreună cu Amiga oferă patru semnale, pe lângă semnalele celor două butoane. Semnalele H și HQ (sau V și VQ) indică direcția, iar X0 și X1 viteza (vezi fig. 2).

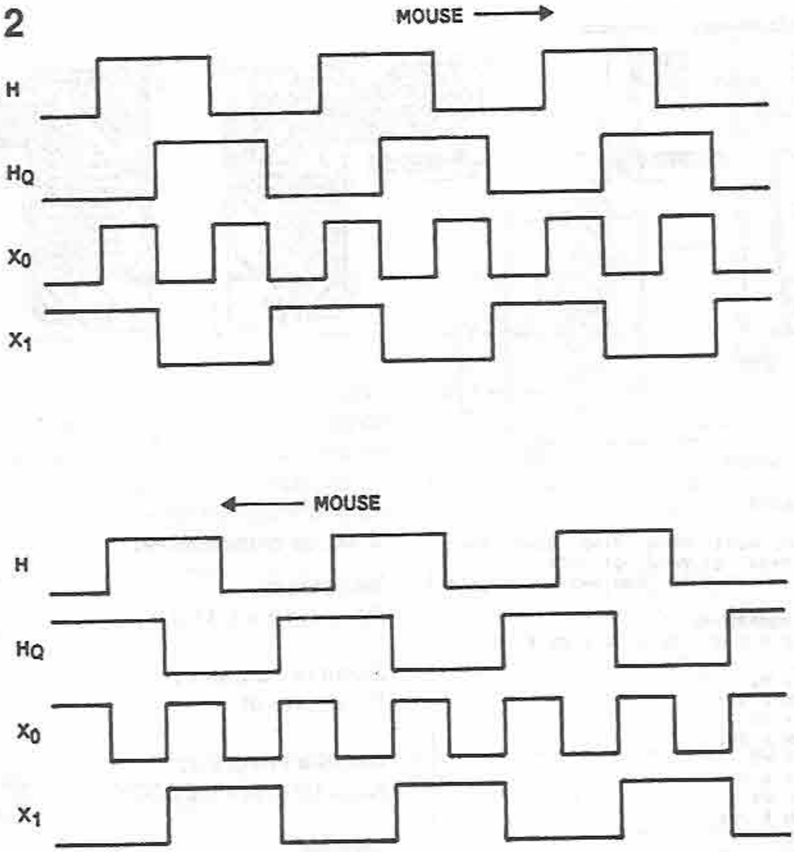
Joystick-ul furnizează semnale similare, deși trebuie observat că acțiunile joystick-ului sunt mult mai simplu de detectat decât cele ale mouse-ului. Joystick-ul este activ de câte ori trece în „0" unul din cele patru semnale de direcție. Prin contrast, acționarea mouse-ului nu se poate detecta decât prin compararea stării curente a liniilor H și V cu starea anterioară. Mouse-ul este activ atunci când cele două stări sunt diferite. Așadar, sunt necesare un bistabil și un generator de tact pentru a implementa un detector al acționării mouse-ului.

Aici, s-a găsit o soluție simplă, prin utilizarea întârzierilor de programare ale funcțiilor logice conținute în GAL. În practică, întârzierea nu este critică, astfel încât poate fi folosit chiar și cel mai lent GAL – câteva nanosecunde sunt suficiente pentru o detecție cu certitudine

1



2



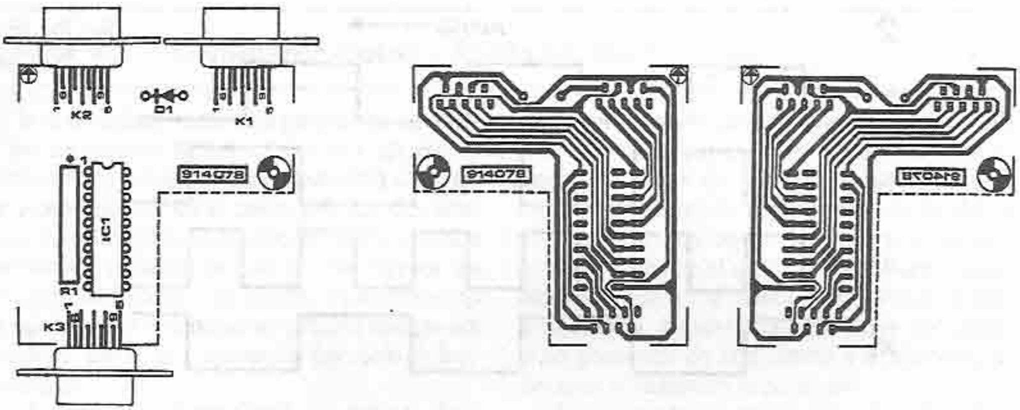
H	HQ	X0
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

HQ	X1
0	1
1	0

914078-12

a activării mouse-ului. Butonul din stânga al mouse-ului este combinat cu butonul joy-stick-ului prin dioda D1. Au fost prevăzute rezistoare de pull-up pe intrările de mouse și de joystick, pentru a preveni apariția stărilor nedefinite atunci când lipsește vreunul dintre aceste dispozitive.

Aceia dintre dumneavoastră care au acces la un programator de GAL-uri, pot folosi listingul sursă prezentat mai jos pentru a produce un fișier JEDEC și a-și programa propriul dispozitiv. Dacă nu aveți un programator de GAL-uri, este bine să știți că IC1 este disponibil, gata programat, la Editura Elektor Electronics.




```
*IDENTIFICATION
ELEKTOR;
*TYPE GAL16V8;
*PINS
M1=2, M2=3, M3=4, M4=5, J1=9, J2=8, J3=7,
J4=6, Q2.T=12, Q3.T=13, Q4.T=14
HOUT.T=15, VOUT.T=16, SWM.T=17, DIF.T=18,
Q1.T=19;
*BOOLEAN EQUATIONS
SWM = /DIF & SWM & J1 & J2 & J3 & J4
    + DIF;
Q1 = SWM & M1
    + /SWM & J1;
Q2 = SWM & M2
    + /SWM & J2;
Q3 = SWM & M3
    + /SWM & J3;
Q4 = SWM & M4
    + /SWM & J4;
VOUT = M1;
HOUT = M2;
DIF = /VOUT & M1
    + /M1 & VOUT
    + /HOUT & M2
    + /M2 & HOUT;

*END                                914078-13
```

Listă de componente:

Rezistoare:
R1 = arie 8 x 3,3 kΩ

Semiconductoare:
D1 = 1N4148

Circuite integrate:
IC1 = GAL 16V8 (ESS6003)

Diverse:
K1, K2 = conector RK tată, cu 9 terminale pentru implantare în cablaj
K3 = conector RK mamă, cu 9 terminale, pentru implantare în cablaj
Placă de circuit imprimat tip 914078

042 *RS-232 pentru calculatoarele de buzunar Sharp*

Programarea calculatoarelor de buzunar este de obicei o operație complicată, datorită tastelor mici și memoriei limitate. Calculatoarele de buzunar produse de Sharp, care pot fi programate în BASIC, au o interfață ce poate fi conectată la interfața specială pentru casetă. Semnalele acestei interfețe sunt foarte asemănătoare celor ale interfeței RS-232, dar sunt inversate și au nivelele logice diferite. Ar fi, desigur, foarte util dacă s-ar putea conecta calculatorul de buzunar, prin această interfață, la un calculator mai mare, deoarece scrierea, modificarea și memorarea software-ului s-ar face atunci mult mai convenabil.

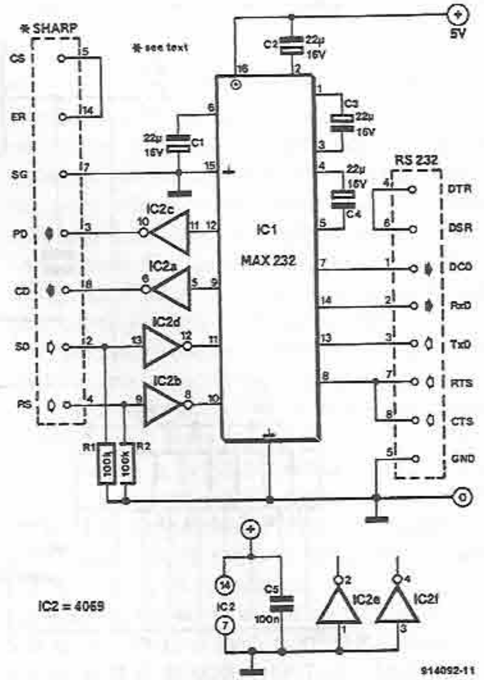
Nu este nevoie decât de circuitul alăturat pentru ca acest lucru să devină posibil. Tensiunea simplă de alimentare de +5 V este convertită în ±10 V cu IC1. Cu aceste tensiuni,

bufferele din IC1 pot converti semnalele logice ale calculatorului de buzunar în nivele RS-232. Inversarea nivelelor se face cu patru inversoare conținute în IC1. Circuitul absoarbe un curent de numai 30 mA, astfel că se poate alimenta din calculatorul mai mare.

Conectorul pentru racordarea interfeței la calculatorul de buzunar prezintă un mic inconvenient, și anume pasul său (1,27 mm) este relativ rar întâlnit. Conectorii cu acest pas sunt în mod normal prea lungi pentru această aplicație; singura soluție este să tăiați unul la dimensiune.

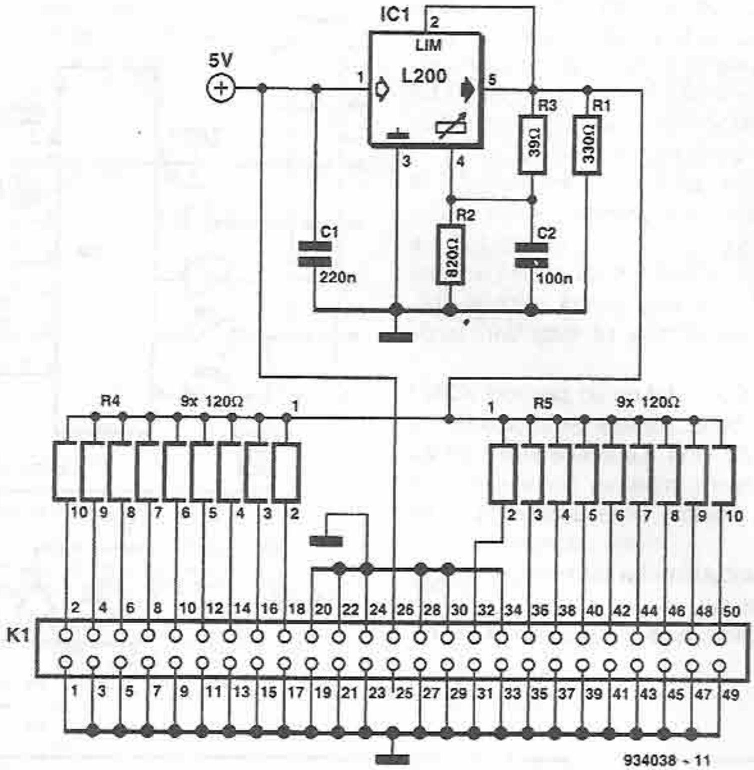
Circuitul a fost testat cu un protocol XON / XOFF, la 2400 baud, paritate pară, cu 8 biți de date și un bit de stop. La viteze mai mari au apărut unele mici probleme, dar aceasta nu este o regulă, întrucât situația depinde și de software.

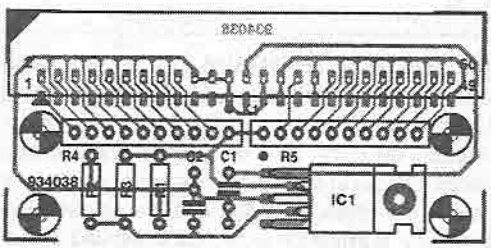
Interfața calculatorului de buzunar Sharp se configurează cu:
OPEN" COM:2400, E, 8, 1, A, L, &H1A, X, N":
CLOSE.

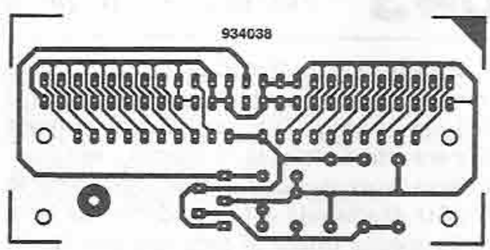


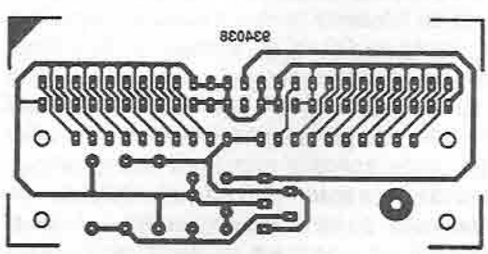
043 Terminator activ pentru SCSI

Magistrala SCSI (Small Computer Systems Interface – interfață pentru sisteme de calcul mici) este o magistrală paralelă bidirecțională de mare viteză, folosită în special pentru conectarea dispozitivelor periferice „inteligente" la un CPU. Magistrala este standardul *de facto* pentru mediul extern al calculatorului Apple, unde se folosește pentru a conecta dispozitive ca: unități de CD-ROM, scanere, și de asemenea, în interiorul computerului, pentru hard discuri. Magistrala SCSI s-a bucurat, în același timp, de o largă acceptare în lumea PC-urilor IBM, unde aplicația principală și-a găsit-o la hard discurile mari. Hard discurile SCSI prezintă facilitatea de identificare „software" a tipului, și necesită un controler de hard disc corespunzător și software-ul adecvat. O rețea de tip magistrală SCSI trebuie să aibă un singur dispozitiv terminator. Aceste dispozitive se livrează de obicei odată cu PC-ul, sau cu perifericul SCSI, și constau numai din rezistențe, conectate între linia TERMPWR (+5 V), liniile de transmisie (semnal) și masă (ieșirile SCSI sunt de tip open-colector). Rezistența terminalului „văzută" de orice linie de semnal, este critică pentru asigurarea vitezei maxime posibile a datelor din rețea. Circuitul descris aici este un dispozitiv terminator activ, care elimină rezistoarele de 220 Ω și 330 Ω necesare pentru fiecare linie de semnal din schema de terminator pasiv, reducând în mod semnificativ puterea debitată constant de sistem. Când este plasat în serie cu rezistoare de 120 Ω, regulatorul de tensiune L200 realizează adaptarea la nivelul impedanței liniei de transmisie și elimină reflexiile. Aici, L200 furnizează o tensiune fixă, de aproximativ 2,75 V, pe R1. Terminatorul activ trebuie să înlocuiască singurul terminator pasiv care există deja în sistemul SCSI. Construcția se face simplu, pe placa prezentată în figură. Regulatorul de tensiune IC1 se poate fixa direct pe placa de circuit imprimat, fără radiator.









Listă de componente:

Rezistoare:
R1 = 330 Ω
R2 = 820 Ω
R3 = 39 Ω
R4, R5 = arie SIL 9 x 120 Ω

Condensatoare:
C1 = 220 nF
C2 = 100 nF

Circuite integrate:
IC1 = L200

Diverse:
K1 = conector mamă cu 50 de terminale, îndoite pentru lipire pe cablaj
Conector IDC cu 50 de pini

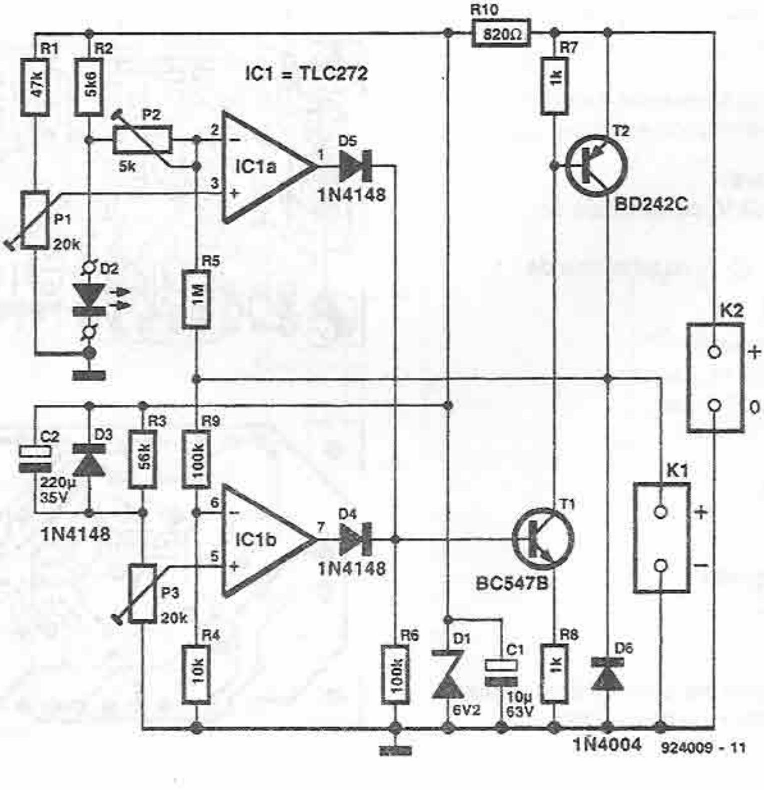
044 Controlul ventilatorului la PC

Este binecunoscut faptul că majoritatea PC-urilor „IBM și compatibile" fac o grămadă de zgomot, ceea ce este atât neplăcut (în ceea ce privește zgomotul în mediul de lucru), cât și neeconomicos (în raport cu consumul real de putere, care este deseori foarte redus). Multe ventilatoare din sursele de alimentare ale PC-urilor sunt supraturate, zgomotoase și lucrează la turație constantă. Din fericire, autorii au constatat că astfel de ventilatoare își pot îndeplini sarcina de protecție la fel de bine la turații mult mai joase.

Controlerul de viteză prezentat aici constă din (1) un monitor de temperatură bazat pe un LED cu rol de senzor, și (2) un regulator al turației de mers în gol. Combinația dintre senzorul de temperatură și regulatorul turației de mers în gol asigură o relație liniară între temperatură și turația ventilatorului. Cu alte cuvinte, ventilatorul nu se va roti niciodată mai repede decât este necesar. În virtutea celor două circuite regulatoare separate, nu există nici o interacțiune între regulatorul turației de mers în gol și cel de temperatură, cum se întâmplă la majoritatea celorlalte controlere (mai puțin sofisticate) pentru ventilatoare. Rezultatul este o turație redusă (la temperaturi scăzute), precum și o bună răcire și o pornire sigură în orice moment.

Când temperatura în interiorul PC-ului crește, căderea de tensiune pe LED-ul *roșu*, D2, scade aproximativ 2 mV / °K. Aceasta determină o tensiune mai mare la ieșirea AO IC1a. Semireglabilul P1 este folosit pentru fixarea nivelului de start, în timp ce P2 stabilește panta caracteristicii regulatorului. Plaja de reglaj a regulatorului, de la mers în gol până la turație maximă, este de aproximativ 2°C ... 30°C.

Turația de mers în gol se reglează la valoarea dorită cu ajutorul lui P3. Condensatorul C2 asigură o perioadă de 4 secunde de funcțio-



nare cu turația maximă la pornire, iar dioda D3 determină repornirea ventilatorului după o întrerupere scurtă a rețelei.

Ieșirea regulatorului de temperatură și a celui de turație sunt interconectate prin două diode, D4 și D5, în baza lui T1. Regulatorul este stabilizat prin aducerea unei fracțiuni din tensiunea de pe ventilator înapoi la intrările amplificatoarelor operaționale.

Circuitul este construit pe o plăcuță de cablaj care se poate fixa în interiorul sursei de alimentare a PC-ului. Ar putea fi necesară îndepărtarea LED-ului de pe placă și conectarea lui prin fire, pentru a permite montarea într-o poziție care să permită o sesizare optimă a variațiilor de temperatură.

Listă de componente:

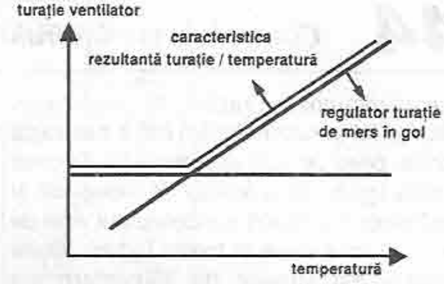
Rezistoare:
R1 = 47 kΩ
R2 = 5,6 kΩ
R3 = 56 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5 = 1 MΩ
R6, R9 = 100 kΩ
R7, R8 = 1 kΩ
R10 = 820 Ω
P1, P3 = 20 kΩ, semireglabil multitură
P2 = 5 kΩ, semireglabil multitură

Condensatoare:
C1 = 10 µF / 63 V, cu terminale de implantare
C2 = 220 µF / 25 V, cu terminale de implantare

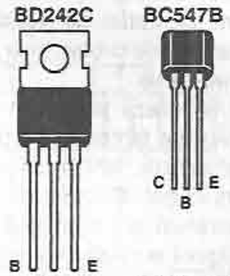
Semiconductoare:
D1 = 6,2 V / 0,4 W, Zener
D2 = LED roșu ∅ 5 mm
D3, D4, D5 = 1N4148
D6 = 1N4004
T1 = BC547B
T2 = BD242C

Circuite integrate:
IC1 = TLC272

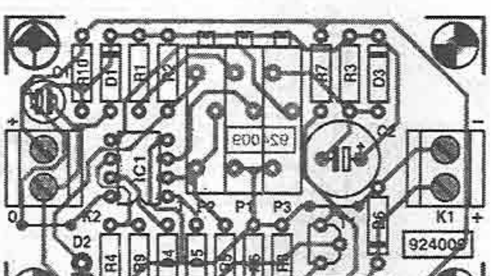
Diverse:
K1, K2 = regletă de conexiuni cu 2 borne, pentru implantare, cu pasul 5 mm.

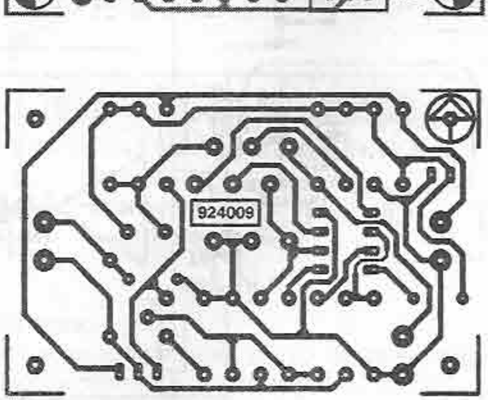


924009 - 13

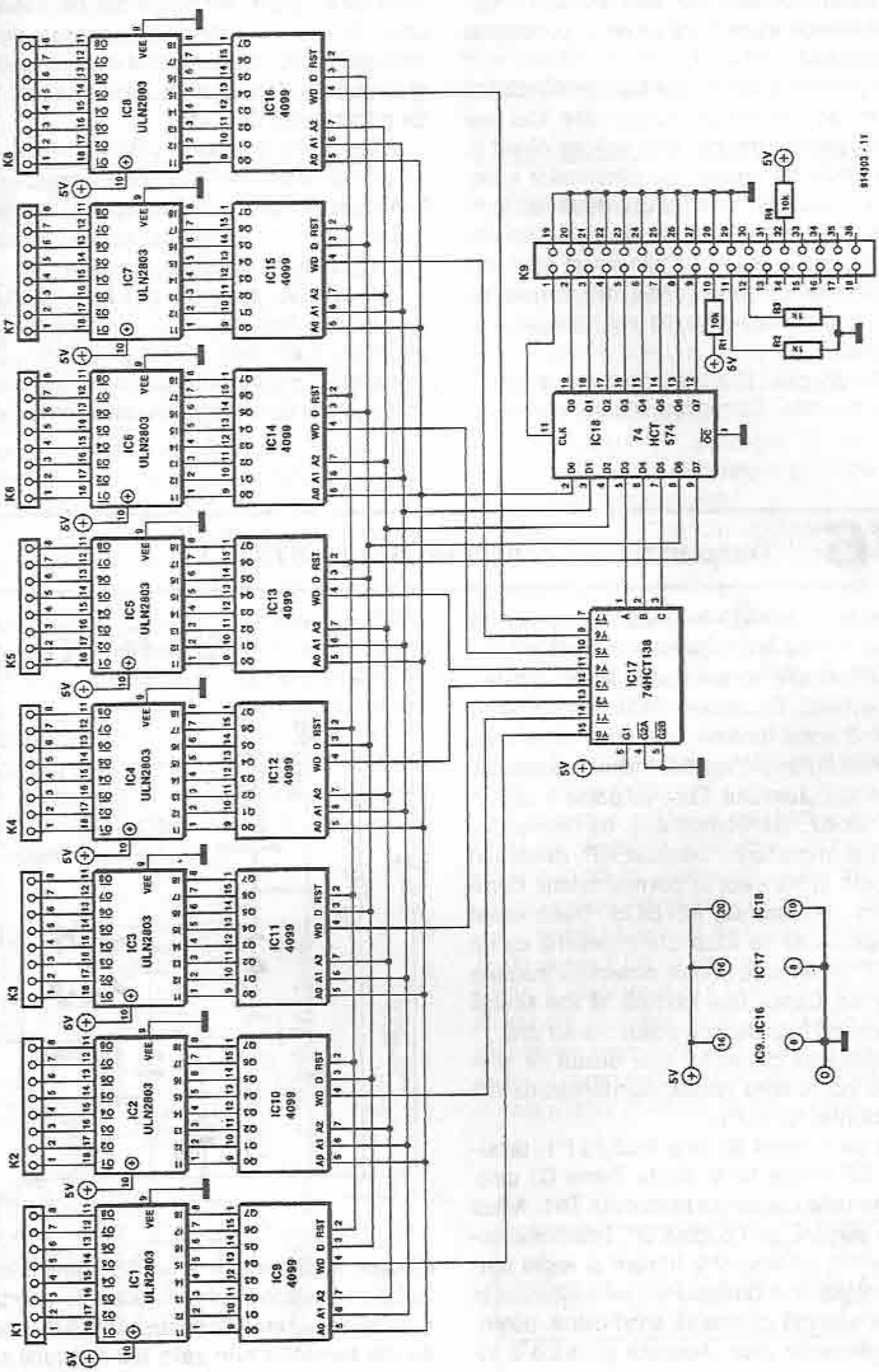


924009 - 12





045 Ieșire de 64 biți de uz general



Întrucât circuitul propus utilizează interfața Centronics, el se poate folosi practic pe toate tipurile de calculator: chiar și pe tipurile cu interfață Centronics de 7 biți, deși în cazul acestora facilitatea de a comanda un reset general nu este disponibilă.

Data provenită de la interfață este înscrisă în IC18 cu un semnal de eșantionare. Cei mai puțin semnificativi trei biți sunt aplicați direct la cele trei intrări de adresă ale latch-urilor adresabile de 8 biți, IC9-IC16. Aceste latch-uri sunt adresate de următorii trei biți de date prin decodificatorul de adrese IC17. În acest mod, cei mai puțin semnificativi șase biți formează numărul bitului de ieșire ce se dorește a fi adresat (0-63).

Starea „0" sau „1" a bitului adresat depinde de bitul 6 de date. Cum circuitele de ieșire IC1-IC8 sunt inversoare, nivelul logic la ieșire este inversat față de bitul 6. CI de ieșire pot comuta până la 500 mA pe fiecare ieșire.

Toate ieșirile sunt resetate (ieșirile open - colector ale IC1-IC8 trec în starea de înaltă impedanță) atunci când bitul 7 de date este „1" și bitul 6 de date este „0". Starea celor trei biți de adresă este ignorată.

Când este necesară setarea rapidă a unui bit și resetarea celorlalți (de exemplu, printr-o lumină dinamică), biții de date 6 și 7 pot fi puși amândoi pe „1" și, ca urmare, bitul dorit e adresat cu ajutorul celorlalți șase biți.

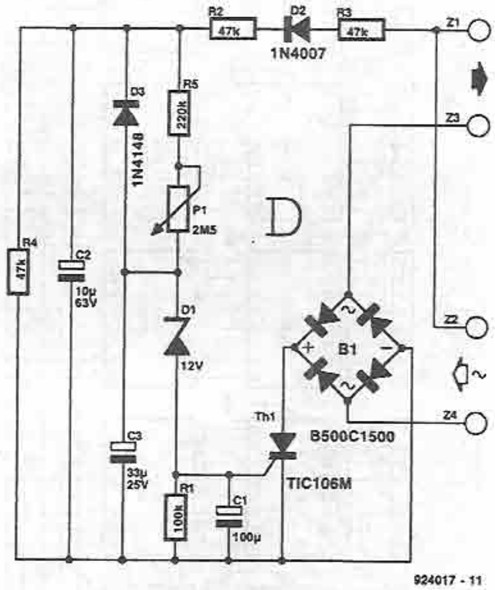
Majoritatea sarcinilor pot fi comandate corect de circuitele de ieșire, câtă vreme nivelele pe ieșiri nu depășesc 50 V și 500 mA. Dacă e necesară comutarea tensiunii rețelei, se poate mări puterea de ieșire cu un releu semiconductor.

046 *Temporizare la conectare pentru ATARI ST*

Când se atașează o unitate externă de hard disc ATARI ST, acesta va trebui resetat după aproximativ 15 secunde, altfel unitatea nu va fi activată. Circuitul de întârziere prezentat aici elimină acest inconvenient prin asigurarea unui interval de timp (reglabil) înaintea conectării alimentării calculatorului. Circuitul poate fi utilizat, de asemenea, cu combinația de computer MS-DOS și imprimantă DeskJet HP, deoarece aceasta din urmă trebuie pornită numai după conectarea calculatorului MS-DOS. Dacă acest tip de imprimantă se folosește împreună cu un ATARI ST, imprimanta trebuie conectată înaintea calculatorului. Există, fără îndoială, și alte situații în care această întârziere se poate dovedi utilă.

Funcționarea circuitului este destul de simplă. După conectarea rețelei, condensatorul C3 se încarcă prin R5 și P1.

După un interval de timp fixat cu P1, tensiunea pe C3 atinge 12 V, dioda Zener D1 conduce și permite conducția tiristorului Th1. Acest dispozitiv asigură, prin puntea B1, interconectarea în curent alternativ a intrării și ieșirii tensiunii de rețea. În momentul intrării tiristorului în conducție, datorită curentului anod-catod, potențialul porții crește ușor. Aceasta produce o încărcare suplimentară a lui C3, care constituie astfel un tampon pentru curentul de poartă, asigurând rămânerea în conducție a tiristorului pe durata trecerilor prin zero ale tensiunii rețelei.



Aşadar, o dată acţionat, tiristorul rămâne în conducţie.

Temporizatorul e recomandabil să fie construit într-o cutie din fibre sintetice, cu bornele pentru reţea incluse.

Circuitul se va realiza pe o plăcuţă pentru încercări (de exemplu, veroboard), având permanent în vedere că va lucra direct cu tensiunea reţelei. Aceasta înseamnă că traseele care poartă tensiunea de reţea trebuie separate prin cel puţin 3 mm (preferabil 5 mm). Aceasta probabil că va avea ca efect eliminarea eventualelor trasee situate între cele care poartă tensiunea de reţea.

047 *Selectarea feţei de lucru la discurile flexibile*

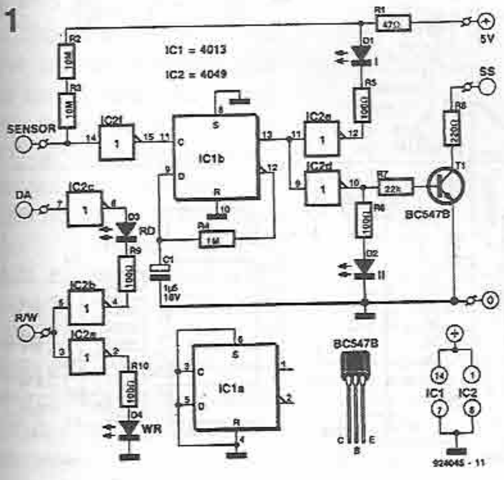
Acest mic circuit auxiliar permite selectarea oricărei feţe a discului flexibil de 3,5" folosit de unitatea unui Atari ST. Unele LED-uri arată faţa selectată, în timp ce altele indică dacă se execută o operaţie de citire sau de scriere.

În fig. 1, bistabilul IC1b serveşte pentru alegerea uneia dintre cele două feţe ale discului flexibil. Pe intrarea lui de tact se conectează un senzor format dintr-un mic disc din material conductor, prin intermediul inversorului IC2f. Intrarea inversorului se leagă la linia de +5 V prin două rezistenţe de 10 MΩ.

Când este atins senzorul, intrarea lui IC2f e trasă în „0" prin rezistenţa pielii. Aceasta determină o tranziţie „0 → 1" (un front pozitiv) pe intrarea de tact a lui IC1b, care produce schimbarea stărilor pinilor 12 şi 13 ai bistabilului.

Reţeaua R4-C1 suprimă impulsurile parazite pe durata acţionării şi previne schimbarea continuă a stării bistabilului dacă senzorul rămâne apăsat mai mult timp.

1



Pinul 13 (Q) al lui IC1b se leagă la inversoarele IC2d şi IC2e, fiecare dintre acestea controlând un LED: D1 pentru faţa I şi D2 pentru faţa II. Întrucât D1 e conectat la +5 V, iar D2 la masă, doar unul dintre ele poate fi aprins la un moment dat.

Tranzistorul T1 serveşte la modificarea nivelului pe linia Side Select (Selecţie faţă) – SS – a calculatorului Atari.

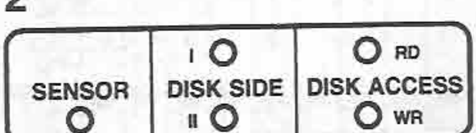
Inversoarele IC2a-IC2c controlează LED-urile D3 şi D4. Intrările lui IC2a şi IC2b sunt legate la semnalul R / W de pe Atari, în timp ce intrarea lui IC2c este cuplată la LED-ul „Disk" de deasupra tastaturii. Aceasta ne asigură că LED-ul „Read" nu va lumina decât atunci când discul este în mişcare.

Alimentarea prin circuitul auxiliar se poate prelua direct din Atari, curentul absorbit fiind de numai câţiva miliamperi.

Echiparea plăcuţei de cablaj este întruchiparea simplităţii. Cea mai mare parte a lucrării constă în montarea plăcii în interiorul computerului. Placa trebuie fixată în partea de sus a tastaturii, alături de LED-ul unităţii.

Ar putea fi util un mic panou frontal ca acela din fig. 2. Remarcaţi că LED-urile trec prin găurile practicate în acest panou. Aceasta înseamnă că trebuie executate cinci găuri în capacul superior al computerului Atari: patru pentru LED-uri şi unul pentru conectarea senzorului.

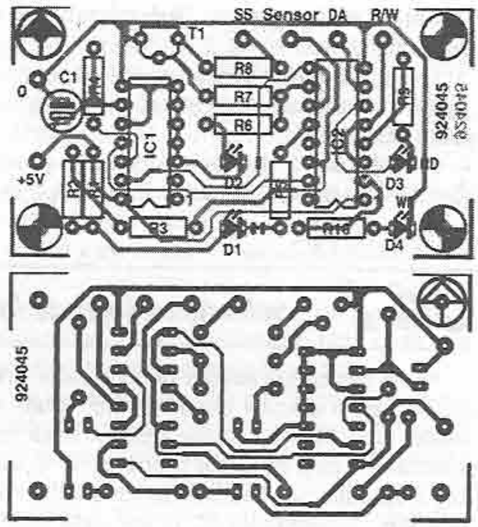
2



924045 - 12

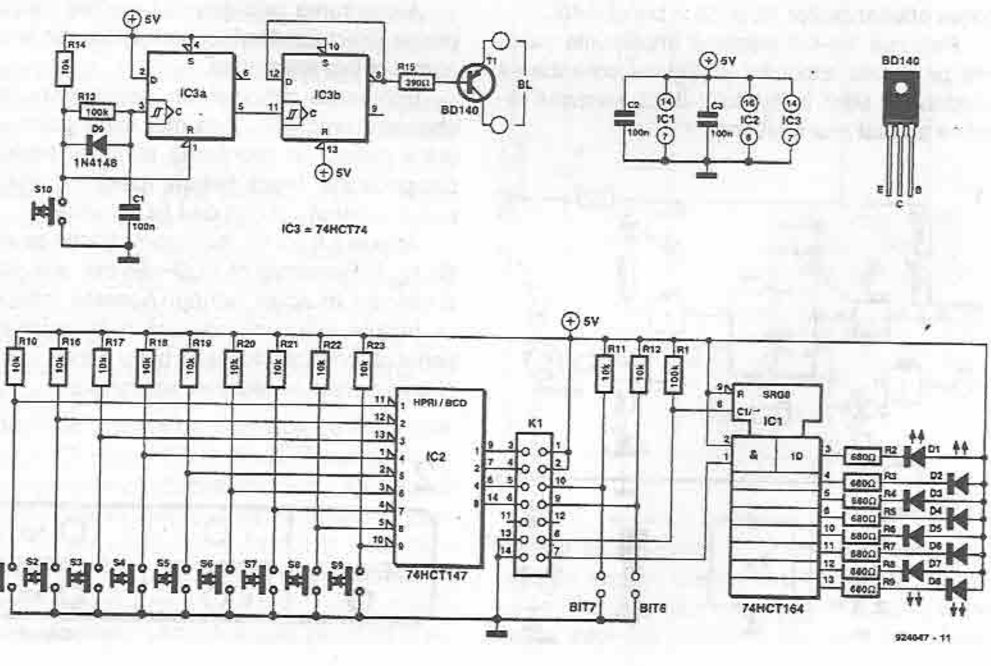
Trebuie efectuate următoarele conexiuni:

- masa plăcii la pinul 10 al CI 74244 de dedesubtul tastaturii;
- linia de +5 V de la pinul 20 al lui 74244 de dedesubtul tastaturii, la montajul auxiliar;
- linia SS la pinul 21 al lui YM2149;
- linia R / W la pinul 25 al controlerului DMA adiacent lui YM2149 de dedesubtul unității;
- pinul DA la terminalul superior al rezistorului aflat în serie cu LED-ul unității, chiar în stânga lui 74244;
- senzorul la pinul asociat de pe plăcuța circuitului auxiliar.



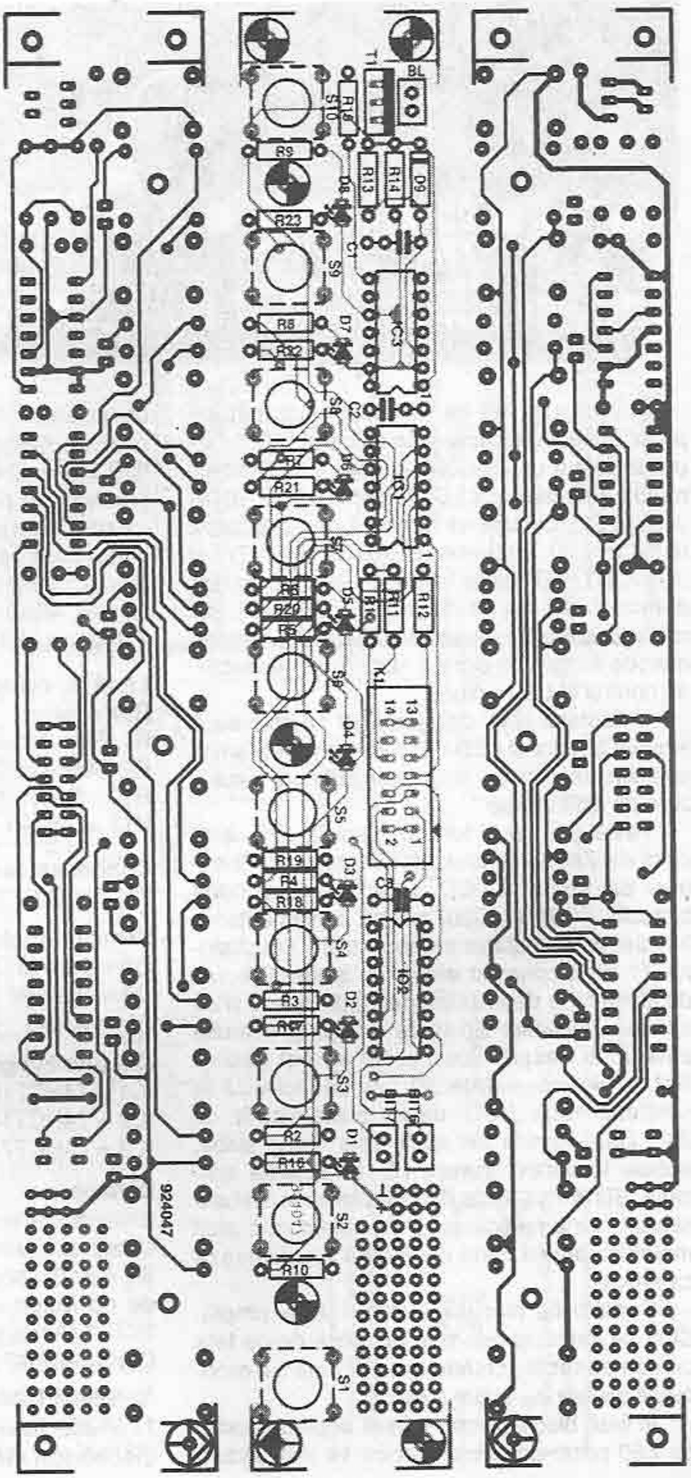
048 *Minitastatură pentru placa-sistem cu Z80*

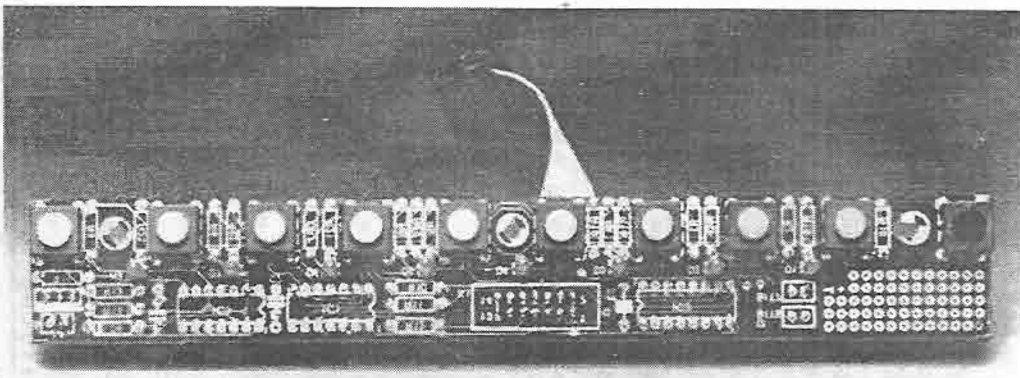
În funcție de aplicația de pe *Placa multifuncțională cu Z80* (Ref. 1), ar putea fi necesar un set de taste de bază pentru controlul programului. De asemenea, tastatura de tip PC / XT care se poate conecta la placa-sistem s-ar putea dovedi prea voluminoasă pentru a putea fi trans-



portată. Tastatura și LED-urile indicatoare descrise aici se conectează la PIOA de pe placa multifuncțională cu Z80. Cele 10 taste sunt aranjate pe orizontală (vezi desenul de cablaj) pe o placă montată pe spatele panoului frontal al carcasei și servește pentru controlul funcțiunilor determinate de software-ul de aplicație. Cu excepția lui S1 și S10, fiecare tastă are asociat un LED pentru indicarea stării acesteia. Numărul tastei apăsate este transmis la PIO sub forma unui număr binar de 4 biți negat, furnizat de IC_2, un codificator 10-la-4 cu o linie prioritară, de tip 74HCT147. Fără nici o tastă apăsată, acesta dă la ieșire valoarea 15 (în binar), în timp ce, spre exemplu, tasta 2 dă codul 15 – 2 = 13.

Biții 6 și 7 sunt în mod normal „1" dar pot fi puși pe „0", dacă se dorește, prin poziționarea unor jumpere. Ei pot fi folosiți conform nevoilor aplicației. O sugestie: software-ul pentru Z80 va impune, la citirea unui număr, ca PIO de pe placa-sistem cu Z80 să treacă în „1" linia PA4, fapt ce va activa registrul de deplasare IC1. Apoi, PIO face ca unul dintre LED-uri să lumineze, prin generarea numărului corespunzător de impulsuri de tact pe linia PA5. Întrucât acțiunea LED-ului este mai degrabă controlată de software-ul de decodificare a tastaturii decât direct de taste, utilizatorul are un important indiciu al acceptării de către sistem a funcției selectate.





În principiu, K1 de pe blocul tastaturii se poate conecta la oricare din cele trei PIO de pe placa-sistem cu Z80: K4, K5 sau K6. Rutinele pentru tastatură / LED din EPROM-ul BIOS (ESS6121), oricum, se bazează pe conectarea la K4 (PIOA). Rutinele „READEXTRAKEY" și „LEDOUTPUT" date în BIOS, și un program demonstrativ dat pe dischetă (ESS1720), fac mai ușoară viața programatorilor de Z80, oferind metode simple de citire a tastelor și, respectiv, de control al LED-urilor.

Utilizatorul este, desigur, liber să hotărască funcțiile tastelor și LED-urilor, sau chiar să omită una sau mai multe taste sau LED-uri, neutilizate de aplicația sa.

Tasta S10 are o funcție specială și nu este citită de Z80: este tasta pentru controlul iluminării din spate al LCD, care utilizează două bistabile (IC3a și IC3b) pentru implementarea funcției de comutator cu două stări. Tranzistorul T1 este conectat efectiv în serie cu sursa de alimentare pentru iluminarea din spate și cu intrarea „iluminare din spate" a LCD (mai multe amănunte despre acest lucru se pot găsi în Ref. 1). Ieșirile notate „BL" se conectează la jumperul notat „LCD" de pe placa-sistem cu Z80. Dacă lumina din spate este foarte slabă, trebuie inversate bornele BL. În această aplicație, BD140 va lucra fără probleme în ambele sensuri, dar amplificarea sa de curent va fi mult mai mică atunci când colectorul funcționează ca emitor.

Construcția blocului tastaturii este simplă. Cum se indică și prin linia punctată de pe fața cu componente, *tastele și LED-urile se montează pe fața cu lipituri a plăcii.*

În final, blocul se conectează la placa-sistem cu Z80 printr-un cablu plat cu 14 linii, având conectate mufe IDC. Conectorul K1 poate fi un conector mamă cu 14 terminale sau un conector IDC tată cu 14 pini. Acesta din urmă se poate lipi definitiv pe cablaj, dacă celălalt capăt al cablului este prevăzut cu mufă IDC. Pe de altă parte, dacă se folosește pentru K1 un conector mamă, cablul plat va avea mufe IDC la ambele capete. Alimentarea se face de la placa-sistem Z80 prin acest cablu.

Listă de componente:

Rezistoare:
R1, R2 = 100 kΩ
R2 ÷ R9 = 680 Ω
R10 ÷ R12, R14, R16 ÷ R23 = 10 kΩ
R15 = 390 Ω

Condensatoare:
C1, C2, C3 = 100 nF

Semiconductoare:
D1 ÷ D8 = LED roșu Ø 3 mm
D9 = 1N4148
T1 = BD140

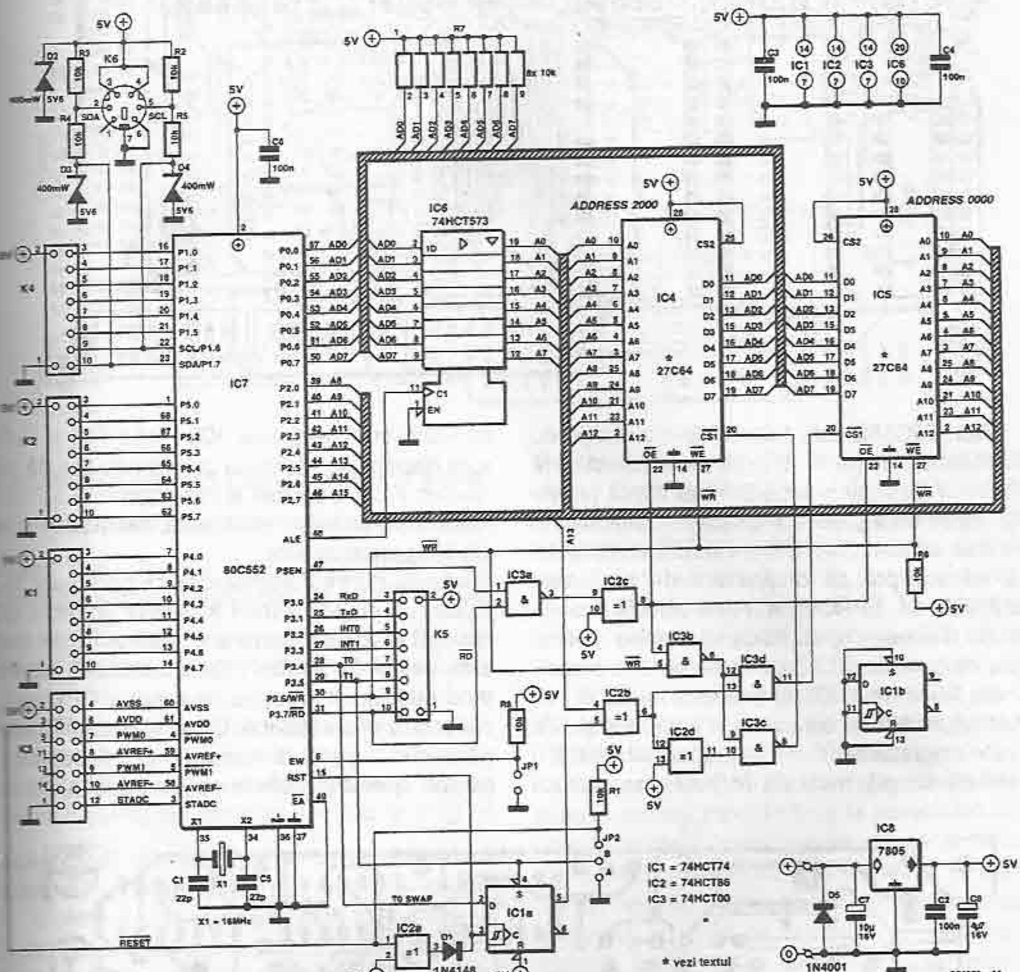
Circuite integrate:
IC1 = 74HCT164
IC2 = 74HCT147
IC3 = 74HCT74

Diverse:
K1 = conector mamă cu 14 terminale sau conector IDC tată (vezi textul)
S1 ÷ S10 = taste pentru montare pe cablaj de tip buton, cu contact normal deschis, 3CTL3 (Amroh)
Cablaj 924047

Referință bibliografică:

1. *„Placă-sistem Z80 multifuncțională"*, Elektor Electronics, mai și iunie 1992.

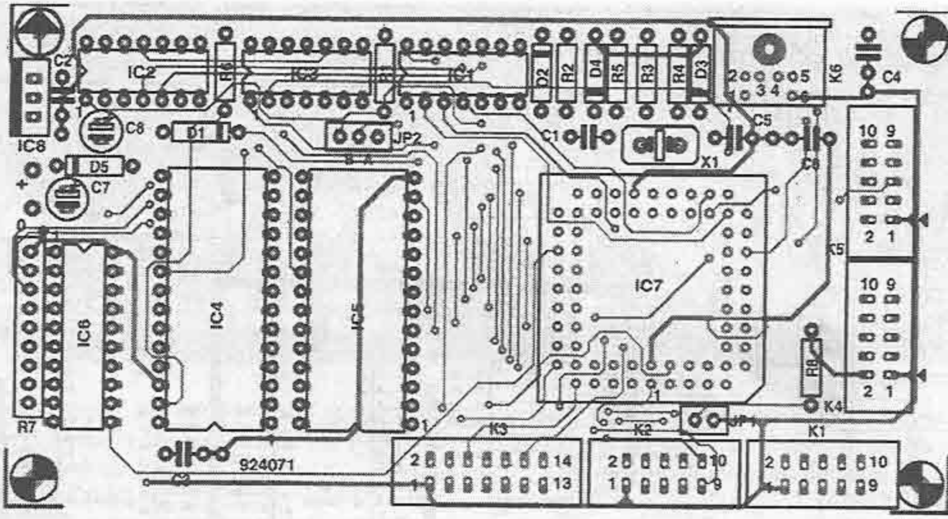
049 *Sistem cu microprocesor 80C552*



Iată acum ceva de ronțăit și pentru pasionații de microcontrolere. Microcontrolerul 80C552 produs de Philips Components este o dezvoltare a tipului Intel 8032. Costă ceva mai mult decât 8032, dar oferă în plus următoarele facilități: (1) opt intrări analogice; (2) un convertor A / D de 10 biți; (3) un al doilea temporizator, cu multe posibilități suplimentare; (4) un al treilea temporizator, cu funcția de ceas de supraveghere (watchdog); (5) o interfață I^2C; (6) 16 linii de I / O; (7) două ieșiri cu modularea impulsurilor în durată; și (8) tact de 16 MHz.

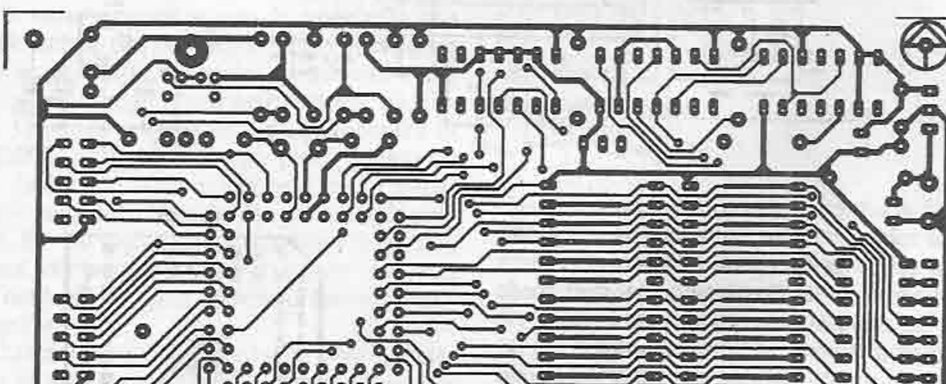
80C552

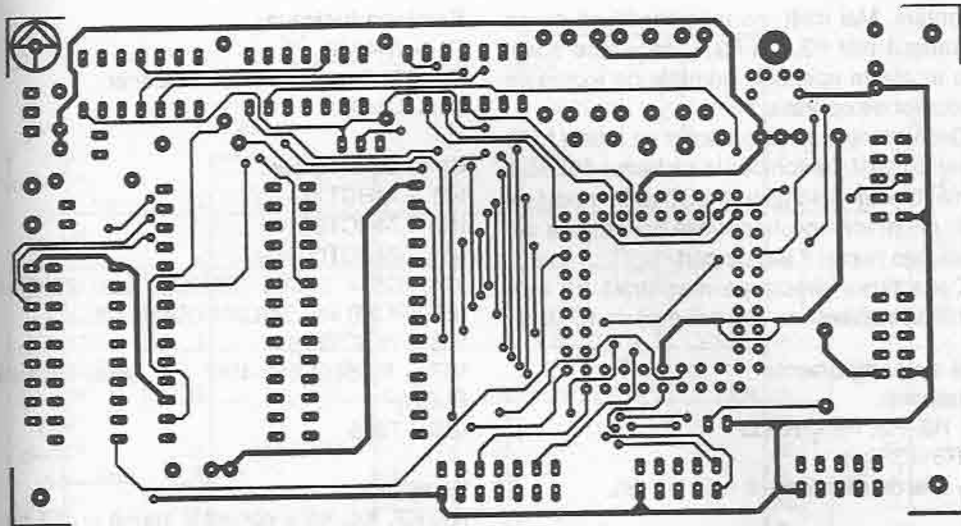




Aici, 80C552 este folosit într-o aplicație cu microcontroler pe o singură placă, destinată mai mult ca sistem experimental decât pentru înlocuirea unui procesor existent. Obiectivul în crearea acestei plăci a fost versatilitatea, astfel că ea acceptă ca dispozitive de memorie: EEPROM-uri, EPROM-uri, RAM-uri, sau o combinație a acestor tipuri. Placa vă oferă o multitudine de conexiuni I / O pentru aplicațiile proprii. Toate liniile de I / O, cu excepția lui P0 și P2, sunt accesibile la conectorii K1, K2, K4 și K5. Liniile magistralei I²C, P1.6 și P1.7, formează o interfață simplă realizată în jurul conectorului mini-DIN cu 6 terminale, K6. Liniile Txd și RxD sunt disponibile, pentru o combinație serială cu niveluri TTL, la doi pini ai conectorului K5, care livrează și semnalele read, write, interrupt și cele ale temporizatoarelor.

Aceia dintre dumneavoastră care sunt familiarizați cu procesorul 8032 vor observa că circuitul de decodificare a adreselor folosit aici este destul de „stufos". De asemenea, într-un mod neobișnuit, intrarea de reset a CPU este conectată la un bistabil. Ca și la decodificarea adreselor, acesta trebuie să satisfacă niște cerințe speciale: trebuie să fie posibilă citirea





instrucțiunilor (folosind $\overline{PSEN}$), precum și a datelor (folosind $\overline{RD}$), respectiv scrierea datelor (folosind $\overline{WR}$). În plus, este posibilă interschimbarea domeniilor de adrese ale lui IC4 și IC5, prin intrările $\overline{CS1}$ (activare circuit) ale respectivelor EPROM-uri (sau EEPROM-uri), folosite pentru selectarea sau deselectarea lor, cu scopul reducerii drastice a consumului în stare deselectată. Când procesorul este trecut în stare de așteptare, consumul său de curent este de numai o treime din valoarea normală, în timp ce intrările $\overline{CS1}$ ale ambelor EPROM-uri sunt aduse automat în „1", reducând și mai mult consumul.

Bistabilul IC1a și poarta XOR IC2b servesc la interschimbarea pozițiilor, 0000H-1FFFH și 2000H-3FFFH, ale celor două EPROM-uri în harta memoriei. Cu condiția să se folosească EEPROM-uri, acest lucru permite un artificiu de programare interesant: reîncărcarea EEPROM-ului „superior" (cel de la adrese superioare) cu ajutorul unui program rulat din EEPROM-ul „inferior". *Uite! Fără mâini!* Fără deschiderea cutiei, fără extragerea EPROM-urilor și fără timpul pierdut cu ștergerea și reprogramarea lor. De exemplu, programul din EEPROM-ul „inferior" poate să citească datele furnizate pe intrarea I^2C sau pe cea serială, să le organizeze și să le memoreze în EEPROM-ul „superior". Apoi, programul forțează trecerea liniei T0 în „0" și încetează declanșările ceasului de supraveghere. După un timp, ceasul de gardă va forța intern resetarea procesorului, punând în „1" semnalul RST (pinul 15) timp de trei cicli de tact. Acesta constituie tactul pentru bistabilul IC1a. Bistabilul copiază nivelul lui T0 la ieșirea sa Q. Aceasta permite circuitului IC2b să inverseze între ele domeniile de adrese ale EEPROM-urilor, prin inversarea liniei A13, astfel încât programul care tocmai a fost încărcat în EEPROM-ul „superior" va fi executat.

Deoarece vectorii de întrerupere sunt întotdeauna plasați începând de la adresa 0000H, domeniile de adrese trebuie să se schimbe mai curând fizic decât prin software. În orice caz, această schimbare nu este admisă în timpul operațiilor normale de extragere și execuție a codului, întrucât s-ar putea să se schimbe o adresă chiar în mijlocul extragerii unui cod de operație. La un tact de 6 MHz, se poate face schimbarea fără restricții, dar în mod cert nu și la 12 MHz sau la 16 MHz, cum e cazul aici, fapt ce ne obligă să recurgem la stratagema „resetării hardware".

Ar trebui remarcat că portul analogic, P5, poate funcționa doar ca intrare (de asemenea, poate accepta și niveluri de intrare digitale). Cei doi pini ai magistralei I^2C, SCL și SDA (P1.6 și P1.7), pot fi folosiți ca intrări sau ieșiri. Spre deosebire de ceilalți pini de i / o, aceștia nu au rezistoare interne conectate la plusul

alimentării. Mai mult, se recomandă să nu se folosească nici P3.7 și P3.6, deoarece acest lucru ar afecta operațiile normale de extragere a codurilor de operație.

Dacă intenționați să conectați un modul LCD (afișaj cu cristale lichide) la sistemul 80C552, cel mai bine ar fi să utilizați LCD-ul în modul pe 4 biți, deoarece acesta permite conectarea afișajului prin numai 7 linii de port.

Conectarea directă pe magistrală nu este posibilă la frecvențe de tact mai mari de 10 MHz.

Listă de componente

Rezistoare:

R1 ÷ R3, R6, R8 = 10 kΩ
R4, R5 = 330 Ω
R7 = arie de rezistoare 8 x 10 kΩ, SIL

Condensatoare:

C1, C5 = 22 pF
C2 ÷ C4, C6 = 100 nF
C7 = 10 µF / 16 V, cu terminale de implantare
C8 = 4,7 µF / 16 V, cu terminale de implantare

Semiconductoare:

D1 = 1N4148
D2, D3, D4 = 5,6 V / 0,4 W, Zener
D5 = 1N4001

Circuite integrate:

IC1 = 74HCT74
IC2 = 74HCT86
IC3 = 74HCT00
IC4, IC5 = 27C64 (EPROM) sau 28(C)64 (EEPROM) sau 64(C)64 (RAM)
IC6 = 74HCT573
IC7 = PCB80C552-4WP (16 MHz, capsulă PLCC)
IC8 = 7805

Diverse:

K1, K2, K4, K5 = conector mamă cu 10 terminale
K3 = conector mamă cu 14 terminale
K6 = mufă mini-DIN cu implantare, 6 terminale
X1 = cuarț 16 MHz
Soclu PLCC cu 68 pini
Cablaj Ref. 924071

050 *Izolator compact pentru RS-232*

Circuitul MAX252 produs de firma Maxim este un CI special pentru proiectarea conexiunilor RS-232 cu separare galvanică. Asemenea legături sunt foarte importante atunci când trebuie interconectate părți de echipamente (care pot să fie sau să nu fie izolate față de rețeaua de alimentare) având diferite potențiale de masă.

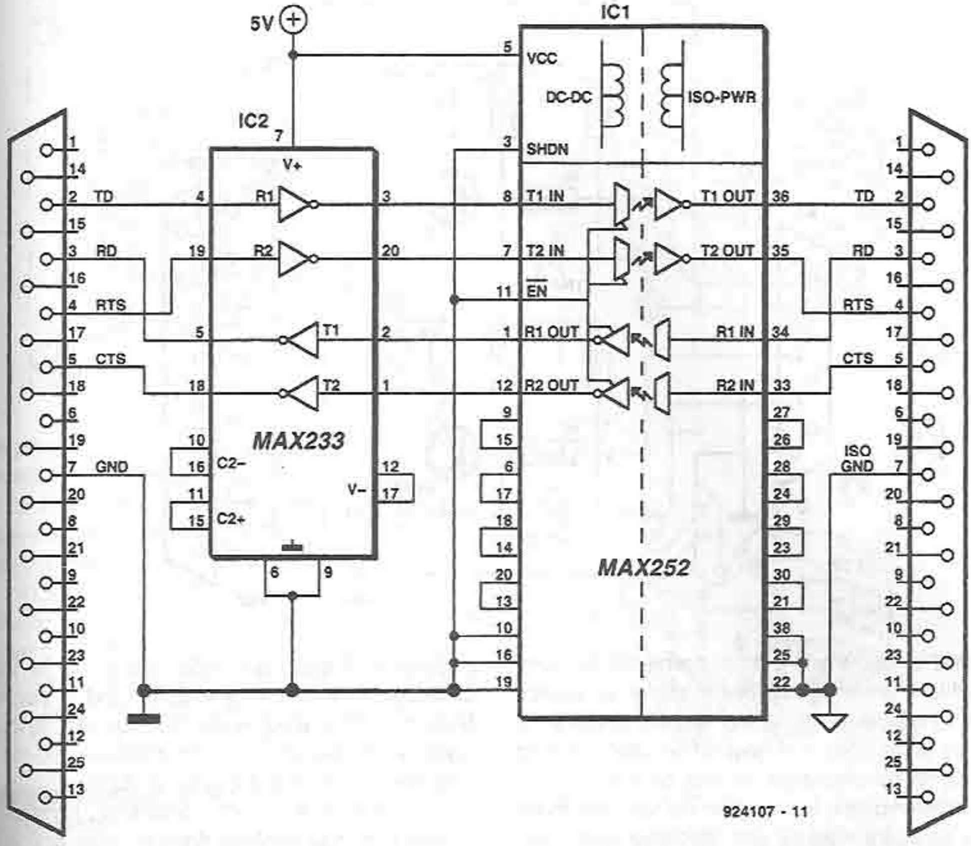
Cipul este disponibil în două variante: A (scumpă) și B (necostisitoare). Atenție, însă: necostisitoare este un termen relativ, pentru că varianta B costă mai mult de 30 de lire sterline.

Tensiunea maximă de izolare pe care o poate suporta tipul B timp de un minut este de 500 V, pe câtă vreme tipul A suportă 1250 V. În plus, tipul A poate avea o tensiune constantă maximă între terminale de 130 V. Viteza maximă de transmisie este, pentru ambele tipuri, 9600 baud.

Transformatorul intern al cipului furnizează tensiunea de alimentare pentru partea din dreapta a schemei. Nivelurile de intrare și ieșire din partea stângă sunt compatibile TTL. Intrările au un histerezis de aproximativ 0,5 V și „forțează" sursele de curent de 0,4 µA dinspre plusul alimentării în sensul suprimării semnalelor de zgomot. Intrările și ieșirile din partea dreaptă sunt compatibile RS-232. Ieșirile $T1_{out}$ și $T2_{out}$ dau o tensiune de 7,5 V pe o sarcină de 3 kΩ.

Cu o tensiune de alimentare de 5 V, CI absoarbe un curent de 90 mA.

Pinul 11 al lui MAX252 este o intrare de validare a ieșirii, activă în „0", iar pinul 3 este o intrare de deconectare, activă în „1". Un nivel „1" pe pinul 3 determină blocarea oscilatorului de 130 kHz al sursei integrate, trecerea în stare de înaltă impedanță a ieșirilor $T1_{out}$ și $T2_{out}$,



dezactivarea surselor de curent de 0,4 µA, și reducerea puterii absorbite la 50 µW.

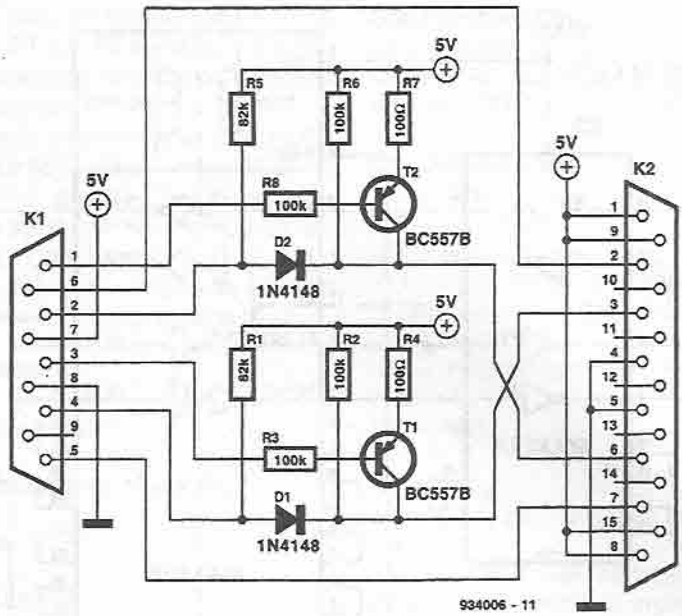
Nivelurile compatibile RS-232 pentru partea stângă pot fi asigurate cu MAX233, așa cum se arată în schemă. Acest CI realizează și inversările necesare pentru diferite semnale.

051 *Adaptor de joystick pentru PC*

Privite de mulți cu dezaprobare, ca fiind generatoare de dependență și lipsite de valoare educativă, jocurile pe calculator pot fi extrem de amuzante. Acest mic circuit vă dă posibilitatea să conectați un joystick digital (cu contacte) la intrările analogice ale GCA (Game Control Adapter) disponibil pe majoritatea calculatoarelor PC / AT IBM și compatibile.

Interfața normală de joystick constă din două intrări, fiecare conectată la unul din cele două potențiometre ale joystick-ului. De regulă, rezistența reprezentată de fiecare potențiometru e folosită la încărcarea unui condensator. Când tensiunea pe condensator atinge un anumit nivel, va bascula un bistabil. Aceasta înseamnă că timpul de încărcare este funcție de poziția cursorului. Starea ieșirilor celor patru bistabile și a celor patru intrări digitale constituie o combinație de biți aflată la adresa 201H. Un numărător software comunică sistemului timpul scurs până la schimbarea stării unui bit.

Această interfață lucrează bine într-un sistem închis, invariabil. Din nefericire, sporirea enormă a vitezelor procesoarelor, ce s-a în-



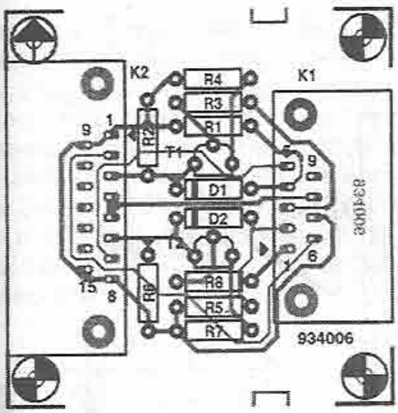
registrat în ultimii ani, a creat probleme de compatibilitate privind utilizarea intrărilor analogice pentru joystick. Explicația e simplă: aceeași rutină de citire a joystick-ului dă rezultate diferite pe PC-uri cu frecvențe de tact diferite. Efectul diferențelor dintre frecvențele de tact s-a redus într-o oarecare măsură prin stabilirea unor timpi variabili cu ajutorul unui comutator. În acest fel, programul citește totuși valoarea dorită (aproximativ...).

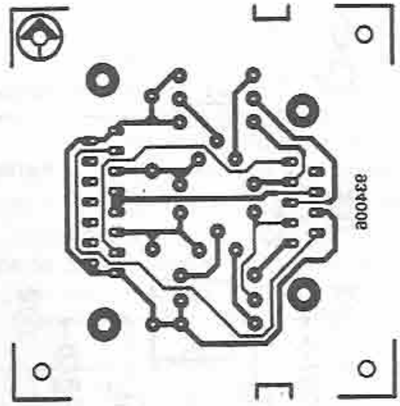
Majoritatea joystick-urilor analogice au o ajustare a poziției centrale, care, din păcate, poate fi dereglată din greșeală în agitația jocului. Ca urmare, programul (jocul) nu va mai răspunde corect la semnale și nu veți mai putea atinge cel mai bun scor. Din fericire, multe dintre programe au o marjă largă în jurul poziției centrale, astfel încât o mică dereglare nu va avea un efect fatal. Acest tip de software nu urmează principiul citirii poziției joystick-ului și transformării acesteia într-o valoare proporțională. El citește pur și simplu starea stânga, dreapta, sus, jos, fără a lua în considerare vreo valoare proporțională. Acest lucru e exploatat de montajul de față.

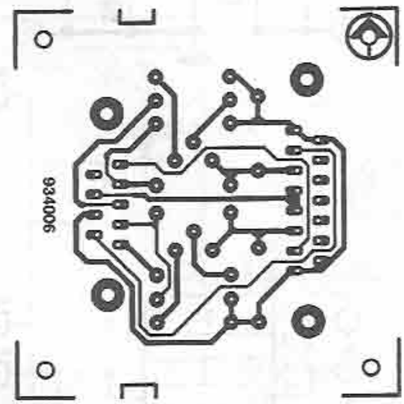
Este discutabil dacă, odată ce nu se mai folosește mișcarea de translație proporțională, mai există motive pentru care să nu fie eliminate potențiometrele joystick-ului și să fie înlocuite cu simple comutatoare, folosind în același timp intrările analogice ale PC-ului. Din fericire, joystick-uri bazate pe comutatoare există – deși ele se numesc „joystick-uri digitale".

Cu referire la schema circuitului, joystick-ul se află în poziția centrală dacă nu este acționat, și nici unul dintre cele patru comutatoare nu este închis. Aceasta înseamnă că PC-ul „vede" rezistența formată din R2 | | (R1 + D1). Valoarea lui R1 e astfel calculată încât placa GCA „vede" o rezistență de circa 50 kΩ, în pofida rezistenței diodei. Dacă mânerul este acționat spre dreapta, pinul 4 al lui K1 este tras la masă, astfel că D1 se blochează iar calculatorul „vede" numai rezistența R2 (100 kΩ). Dacă mânerul este acționat la stânga, pinul 3 al lui K1 va trece în „0". Aceasta determină trecerea în conducție a lui T1 (prin R3), și, ca urmare placa GCA „vede" o rezistență a joystick-ului de aproximativ 100 Ω. În acest fel, semnalele de intrare sunt convertite în valori de rezistențe de 100 Ω, 50 kΩ sau 100 kΩ. Același lucru este valabil și pentru secțiunea destinată direcției sus / jos, construită în jurul lui T2.

Butonul „foc" este citit direct de la pinul 6 al lui K1. Dacă joystick-ul dumneavoastră are un al doilea buton, acesta va fi citit, de asemenea,







de pe pinul 5 al lui K1. Remarcați și prezența tensiunii de alimentare de +5 V pe pinii 8 și 15 ai lui K2 (partea dinspre computer) – aceasta poate fi folosită pentru joystick-uri inductive și / sau pentru cele cu buton pentru „foc automat".

În sfârșit, R1 (R5) se pot înlocui cu o combinație între un rezistor de 68 kΩ și un semireglabil de 50 kΩ legate în serie. Acest lucru vă permite să reglați poziția centrală a joystick-ului și să jucați jocurile mai vechi, care nu au rutina modernă de inițializare.

Lista de componente
Rezistoare:
R1, R5 = 82 kΩ
R2, R3, R6, R8 = 100 kΩ
R4, R7 = 100 Ω

Semiconductoare:
D1, D2 = BC1N4148
T1, T2 = BC557B

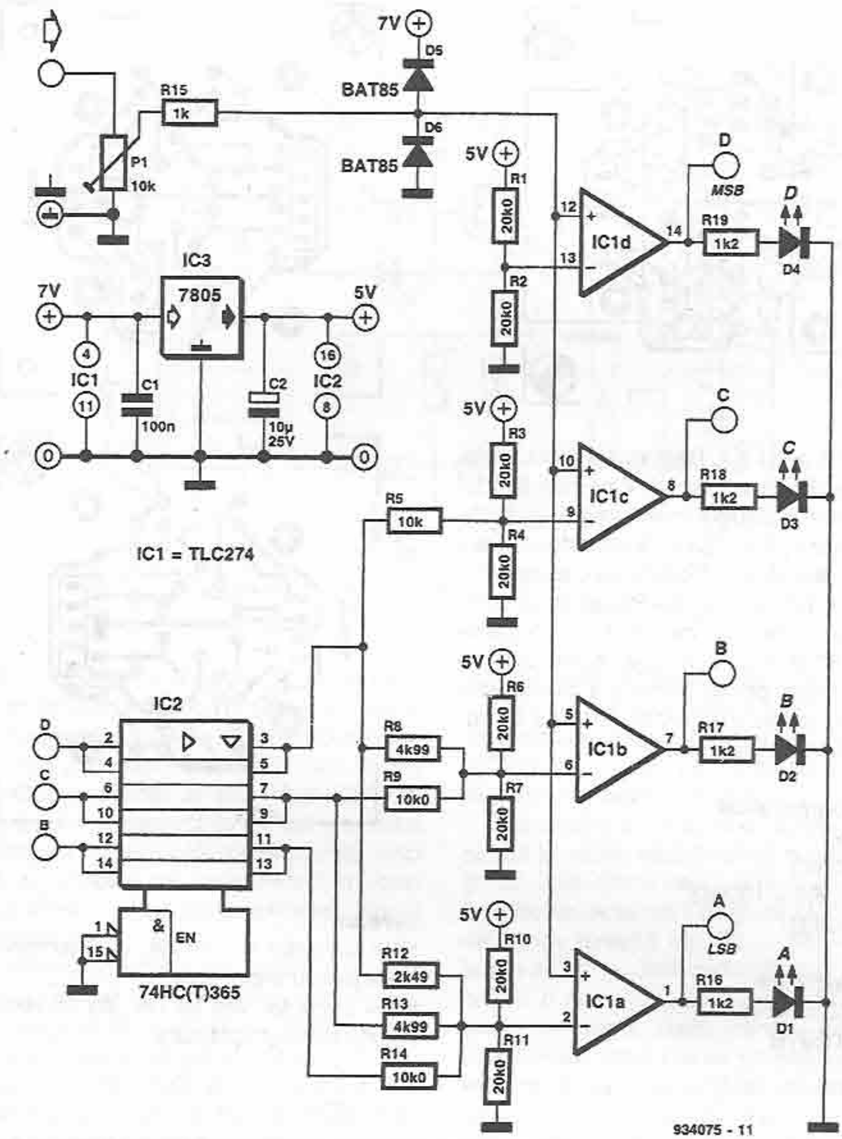
Diverse:
K1 = conector tată tip RK, cu 9 terminale îndoite pentru implantare
K2 = conector tată tip RK, cu 15 terminale îndoite pentru implantare

052 *Convertor A / D compact*

Deși acum sunt disponibile convertoare analogic - digitale (A / D) integrate cu performanțe bune și necostisitoare, construirea unuia – din componente discrete – ar putea fi instructivă.

Convertorul de față se bazează pe CI TLC274, care conține patru comparatoare. Ieșirile acestor patru etaje formează ieșirea convertorului.

Problema în proiectarea convertoarelor A / D constă în crearea unei tensiuni de referință cu urmărire corespunzătoare. De fapt, fiecare bit necesită un mic convertor digital-analogic (D / A) pentru generarea tensiunii de referință necesare. Această problemă se rezolvă, în general, prin aplicarea la comparatorul MSB a unei jumătăți din tensiunea de alimentare, ca tensiune



de referință: aceasta este creată cu divizorul de tensiune R1-R2. Pentru fiecare bit ulterior, biții precedenți se adună la tensiunea de referință, ceea ce necesită câteva rezistoare. În cazul bitului B, aceasta înseamnă că se folosesc biții C și D; pentru bitul A se folosesc biții B, C și D. Translatarea nivelului acestor biți se face cu IC_2 și R1 ÷ R14.

Tensiunea de alimentare stabilizată de +5 V constituie baza pentru tensiunea de referință. Nivelurile la ieșirile bufferelor ar trebui, în mod ideal, să fie 5 V („1" logic) sau 0 V („0" logic). Rezistoarele divizoarelor de tensiune trebuie să aibă toleranțe strânse, pentru a asigura o bună liniaritate. Cu cât este mai mare rezoluția convertorului A / D (cu cât sunt mai mulți biți), cu atât mai precise trebuie să fie rezistoarele. Trebuie avut, de asemenea, în vedere că nivelul de ieșire al bufferelor din IC2 deviază de la valoarea ideală din ce în ce mai mult,

pe măsură ce crește curentul debitat. Cu alte cuvinte, valorile rezistoarelor trebuie să fie relativ mari. Problema a fost diminuată prin conectarea în paralel a câte două porți neinversoare, pentru creșterea parametrului fan-out. Cu valorile prezentate, scăderea tensiunii la ieșirea bufferului MSB (care debitează cel mai mare curent) a fost, la prototipul realizat, de 6 mV. În comparație cu valoarea LSB de 312,5 mV, eroarea este neglijabilă.

Viteza de conversie depinde de timpii de propagare ai comparatoarelor și bufferelor. Deși TLC274 se comportă acceptabil, pentru rezultate optime trebuie folosite comparatoare dedicate.

Sensibilitatea de intrare a circuitului se stabilește cu P1. Diodele D5 și D6 protejează intrările AO împotriva potențialelor prea ridicate.

Consumul de curent cu toate LED-urile stinse este de aproximativ 7 mA. Cu toate patru LED-urile aprinse, acesta se ridică la circa 20 mA.

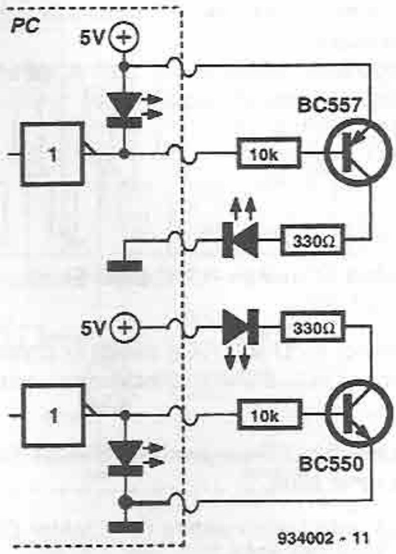
053 LED de semnalizare pentru PC

Când indicatorul unității de disc a calculatorului nu se poate vedea (de exemplu, în cazul unui computer plasat sub masă) ar fi util, dacă apar probleme, să montați un indicator suplimentar undeva pe monitor.

Chiar asta reprezintă circuitul descris aici. Acesta constă dintr-un tranzistor pnp, un LED și două rezistoare, sau dintr-un tranzistor npn, un LED și două rezistoare. Folosirea uneia sau alteia dintre variante depinde de comanda LED-ului de pe unitatea de disc hard sau flexibil.

Conexiunile LED-ului din calculator trebuie scoase la un conector tip D ce se va monta pe panoul din spate al computerului.

Circuitul se construiește ușor pe o bucățică de circuit imprimat și se închide într-o casetă. Ansamblul se conectează la calculator printr-un cablu terminat cu un conector D. Caseta se poate apoi așeza în locul dorit.



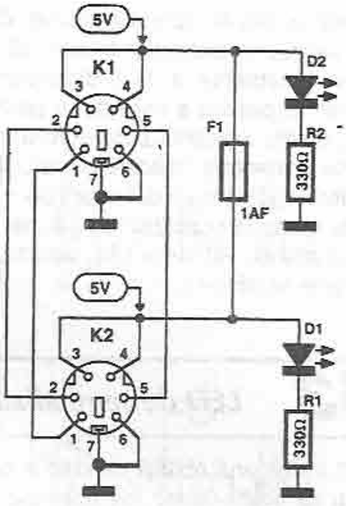
054 Siguranță fuzibilă pentru magistrala I²C

Toate plăcile I²C publicate până acum în revistă (vezi Referința bibliografică) sunt alimentate în mod normal din sursa de 5 V a PC-ului, prin mufa DIN cu 6 contacte de pe placa adaptoare de interfață I²C pentru PC. Un dezavantaj al acestei soluții este că sursa de +5 V din PC este supusă riscului de a fi scurtcircuitată de un defect pe oricare din plăcile I²C conectate. Cum majoritatea surselor de alimentare ale PC-urilor sunt capabile să debiteze curenți foarte mari la ieșirea de +5 V (20 A este o valoare obișnuită!), scurtcircuitele pot produce mult fum și multe necazuri.

Circuitul prezentat în continuare vă protejează hardware-ul costisitor prin inserarea unei siguranțe rapide din sticlă, de 1 A, pe linia de alimentare de +5 V, între placa de interfață I²C din PC și prima placă I²C din lanț. O altă soluție, pentru siguranță sporită, ar fi înserierea câte unei plăci cu o siguranță fuzibilă pe fiecare ca-

blu care conectează două plăci I^{2}C.

Sunt montate câte două LED-uri pe placa siguranței fuzibile pentru a semnala prezența tensiunii de alimentare înainte și după siguranță. LED-urile adaugă un consum suplimentar de circa 20 mA.

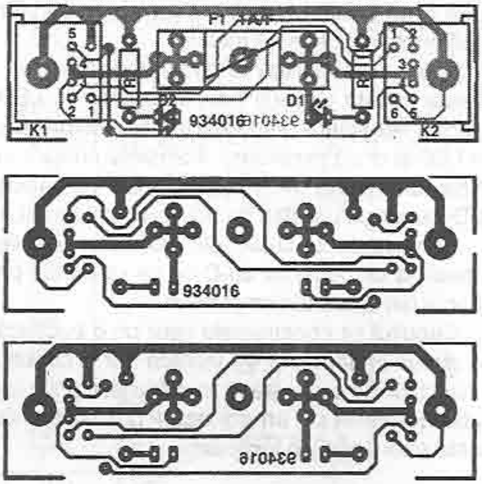


Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 330 Ω

Semiconductoare:
D1, D2 = LED ∅ 3 mm roșu

Diverse:
K1, K2 = mufă mini-DIN cu 6 terminale pentru implantare
F1 = siguranță fuzibilă rapidă, de 1 A, cu soclu pentru montare pe cablaj
Cablaj tip 934016



Referințe bibliografice:

1. *Interfață I^{2}C pentru PC*, Elektor Electronics, februarie 1992.

2. *Convertor A / D și D / A și sistem I / O pentru magistrala I^{2}C*, Elektor Electronics, martie 1992.

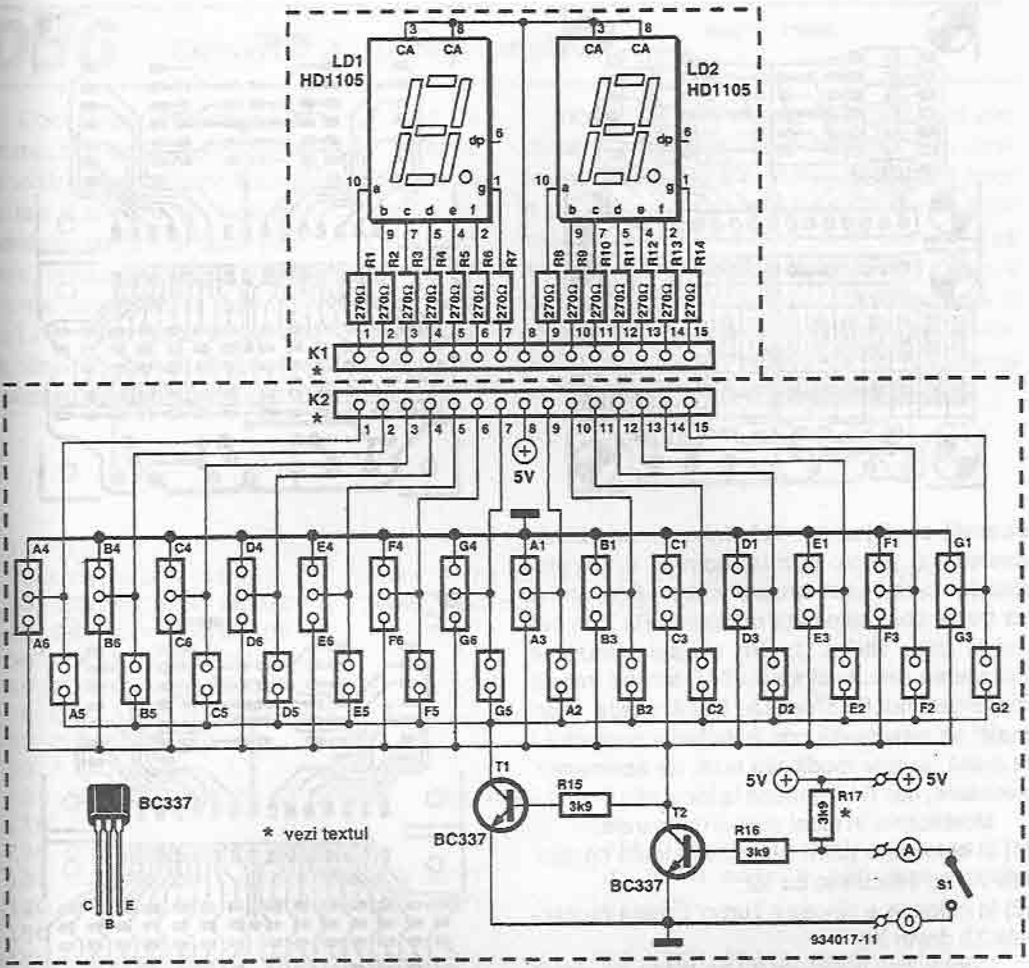
3. *Afișare cu LED-uri prin I^{2}C*, Elektor Electronics, iunie 1992.

4. *Placă opto / releu pentru I^{2}C*, Elektor Electronics, februarie 1993.

055 *Indicator de viteză a PC-ului*

Dintr-un motiv sau altul, mulți consideră frecvența de tact a CPU ca fiind caracteristica principală a PC-ului, și probabil de aceea mulți utilizatori ai PC-urilor au obiceiul de a judeca un PC după ceea ce este afișat pe indicatorul de viteză cu două cifre. Mașini cu o viteză afișată de „33“ (pentru 33 MHz), sau care nu au deloc afișaj, nici nu merită luate în discuție. Cu alte cuvinte, dacă PC-ul dvs. nu este destul de rapid, ați ieșit din competiție înainte de a vă da seama.

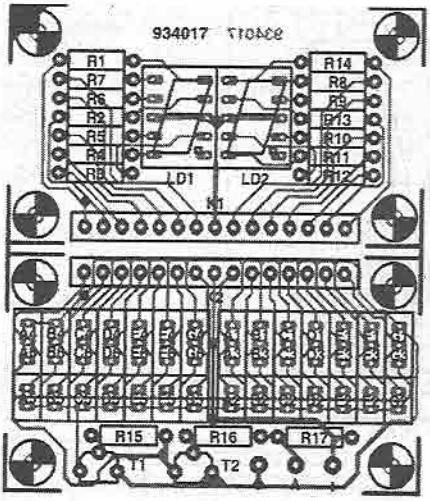
Pentru a-i păcăli pe acești tipi afectați de vitezomanie-PC și a vă recâștiga poziția, vă propunem un circuit care declară o viteză mult mai mare decât cea existentă în realitate în computerul dvs. În acest fel, veți acredita, să zicem, un bătrân AT la 12 MHz, ca având un magnific procesor cu frecvența turbo de 66 MHz, sau chiar 99 MHz. În definitiv, dvs. sunteți singurul care știe cu certitudine ce anume ticăie în carcasa aceea gri.

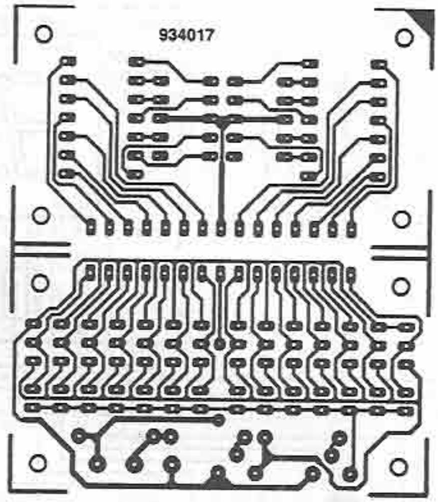


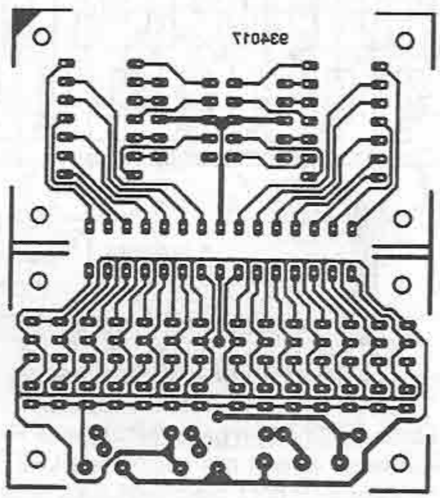
Lăsând gluma la o parte, rezistoarele R1 ÷ R14 limitează curenții prin segmentele LED-urilor, iar valorile lor pot fi modificate după necesități (între anumite limite, desigur) pentru a mări sau micșora strălucirea indicației. Indicația vitezei „turbo" se activează prin tranzistorul T2. Aplicând +5 V în baza lui T2, se va bloca T1. Situația inversă, T2 blocat și T1 în conducție, apare când comutatorul „Turbo" este pe poziția „Normal".

Din păcate, există diferențe între PC-uri în ceea ce privește nivelurile logice folosite pentru comutarea frecvenței CPU între „normal" și „turbo". În majoritatea cazurilor, viteza „turbo" se stabilește atunci când contactul este de tip normal deschis, care la conectare închide circuitul la masă. Tabelul prezentat se aplică la

Normal	Turbo	Valabile permanent	Normal	Turbo
8	12	A1, B1, D1, E1, G1	C3, F3	B5, C5
8	16	A1, C1, D1, E1, F1, G1	B3	B5, C5
8	25	A1, C1, D1, F1, G1	B3, E3	A5, B5, D5, E5, G5
8	33	A1, B1, C1, D1, G1	E3, F3	A5, B5, C5, D5, G5
8	66	A1, C1, D1, E1, F1, G1	B3	A5, C5, D5, E5, F5, G5
8	99	A1, B1, C1, D1, F1, G1	E3	A5, B5, C5, D5, F5, G5







această configurație. Tabelul este valabil, de asemenea, pentru poziția „normal" a comutatoarelor care închid circuitul către +5 V; atunci va trebui doar eliminată rezistența R17. În cazul în care viteza „turbo" se selectează la închiderea circuitului spre +5 V, tabelul trebuie modificat, iar R17 omisă. Dacă viteza „normală" se selectează prin închiderea contactului la masă, aceste modificări sunt, de asemenea, necesare, dar R17 rămâne la locul ei.

Modificările în tabel sunt următoarele:

(1) în coloana a patra („Normal"), toate contactele X3 se înlocuiesc cu X2;

(2) în coloana a cincea („Turbo"), toate contactele X5 devin X6.

Construcția indicatorului pe placa de circuit imprimat dată în figură este simplă. Placa se taie în două pentru a separa secțiunea de jumpere de secțiunea afișajelor. Cele două secțiuni se interconectează prin conectorii SIL cu 15 contacte. În sfârșit, remarcați conexiunea la traseul care trece prin jumperele pentru stabilirea vitezei – dacă uitați să o efectuați, afișajele vor rămâne veșnic stinse în absența tensiunii lor de alimentare.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 ÷ R14 = 270 Ω
R15, R16, R17 = 3,9 kΩ

Semiconductoare:
T1, T2 = BC337
LD1, LD2 = HD1105Q

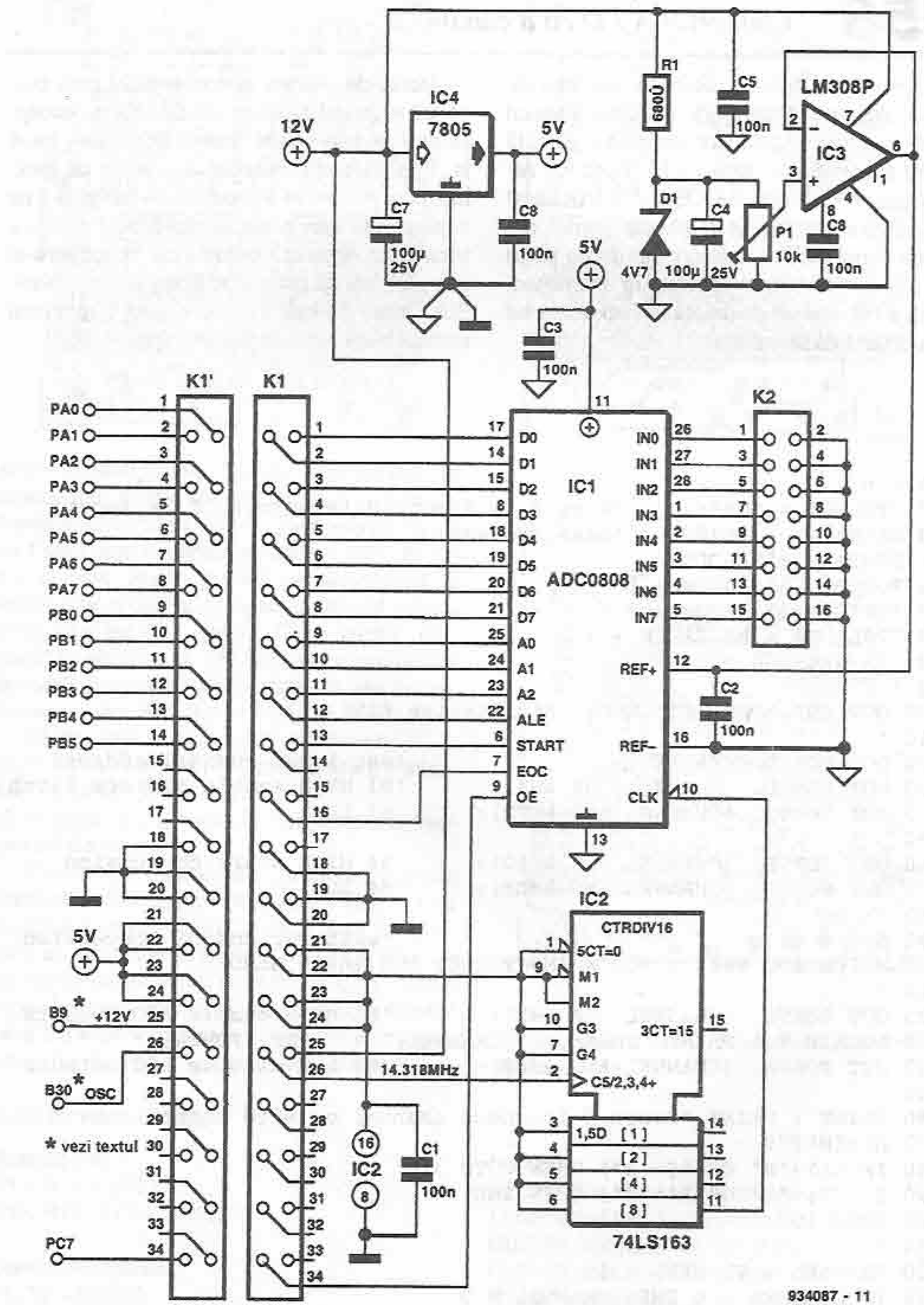
Diverse:
14 conectori tată cu 3 terminale
14 conectori tată cu 2 terminale
Mufă SIL mamă cu 15 terminale
Mufă SIL tată cu 15 terminale
S1 = comutator cu translație (butonul „Turbo" al PC-ului)

056 *Convertor A / D cu 8 canale*

Convertorul descris aici este controlat de un mic bloc de I / O care are un număr adecvat de intrări și ieșiri. Poate fi construit pe o plăcuță de test și conectat la placa de I / O prin K1. Alimentarea de 12 V și tactul (OSC = 14,318 MHz) care, divizat cu 16, se folosește pentru comanda convertorului, este preluat de pe placa de I / O. Totul poate fi generat, de asemenea, de către PC, dar cel de pe placa I / O este unul independent de calculator.

Modul de operare al convertorului este prezentat în cadrul programului BASIC, cu excepția unei singure acțiuni. Ieșirea EOC (care trece în „1" la sfârșitul conversiei) are nevoie de minimum 0 și maximum 8 impulsuri de tact plus 2 μs după frontul activ al impulsului START pentru a trece în „0". Aceasta înseamnă că, în software-ul compilat sau cu rutinele în limbaj de asamblare, EOC poate fi testat în mod corect (programul verifică în linia 200 dacă EOC este în „1").

```
10 CLS
20 CTRLWRD = &H99:        'Port A is input, B is output, C is input
30 BASEADDR = &H300:      'base address of 8255
40 PORTA = BASEADDR
50 PORTB = BASEADDR + 1
60 PORTC = BASEADDR + 2
70 CTRLADDR = BASEADDR + 3
80 CHANNEL = 0
90 '
100 OUT CTRLADDR, CTRLWRD:  'initialize 8255
110 '
120 OUT PORTB, CHANNEL:                'set input channel address
130 OUT PORTB, (CHANNEL  OR &H8):      'B3 HIGH enable address latch
140 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HF7):     'B3 LOW
150 '
160 OUT PORTB, (CHANNEL  OR &H10):     'B4 HIGH start conversion
170 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HEF):     'B4 LOW
180 '
190 EOC = 0:                            'wait for End Of Conversion
200 WHILE EOC &H80 : EOC = INP(PORTC) AND &H80: WEND
210 '
220 OUT PORTB, (CHANNEL  OR &H27):      'B5 HIGH enable ADC outputs
230 LOCATE 1,1:PRINT "Channel ";CHANNEL;" : ";INP (PORTA);"    "
240 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HDF):      'B5 LOW disable ADC outputs
250 '
260 PRINT : PRINT "Press N for next channel or S to stop"
270 A$=INKEY$
280 IF (A$="N" OR A$="n") THEN GOTO 310
290 IF (A$="s" OR A$="S") THEN END
300 GOTO 150
310 '
320 CHANNEL = CHANNEL + 1
330 IF CHANNEL = 8 THEN CHANNEL = 0
340 GOTO 110
```

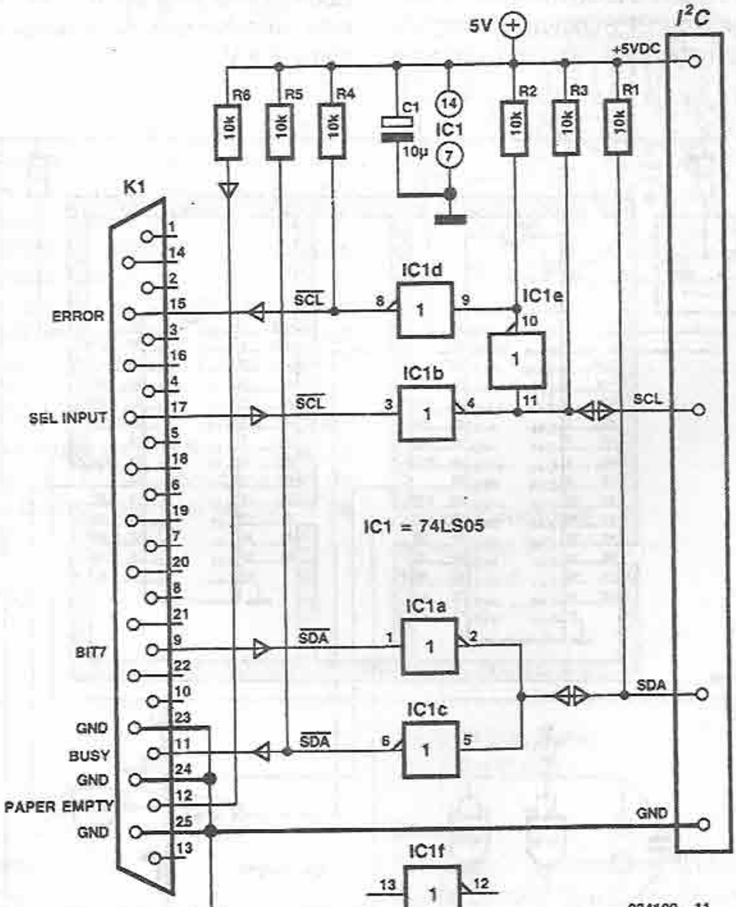

IC4
7805
12V
5V
C7
100µ
25V
C8
100n
R1
680Ω
C5
100n
LM308P
IC3
D1
4V7
C4
100µ
25V
P1
10k
C3
100n
K1'
K1
K2
PA0
PA1
PA2
PA3
PA4
PA5
PA6
PA7
PB0
PB1
PB2
PB3
PB4
PB5
IC1
ADC0808
D0
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
A0
A1
A2
ALE
START
EOC
OE
IN0
IN1
IN2
IN3
IN4
IN5
IN6
IN7
REF+
REF–
CLK
C2
100n
IC2
CTRDIV16
5CT=0
M1
M2
G3
G4
C5/2,3,4+
3CT=15
1,5D
[1]
[2]
[4]
[8]
74LS163
B9
+12V
B30
OSC
* vezi textul
PC7
14.318MHz
C1
100n
934087 - 11

057 *Adaptor I²C pe portul paralel de imprimantă*

Circuitul din schemă dă posibilitatea programului software să comunice prin ieșirea Centronics a oricărui PC compatibil IBM și bufferul integrat de tip 74LS05. Acest CI are ieșiri open-colector pentru a facilita comutarea simultană, din partea mai multor aplicații I²C, pe magistrală. Un mic dezavantaj al circuitului de față este că totul se face prin software, dar acest lucru e compensat de faptul că se ține absolut totul sub control. Rețineți, totuși, că unele limbaje de programare, cum ar fi Visual BASIC, nu permit scrierea directă la adrese de I / O. Majoritatea limbajelor „mai bătrâne", însă, permit aceasta.

Circuitul propus este utilizat de Philips în kit-urile demonstrative pentru aplicațiile I²C. Remarcați că linia de alimentare de +5 V nu se poate prelua din portul Centronics, ci trebuie furnizată de o sursă de alimentare auxiliară. Circuitul absoarbe un curent de 20 ÷ 30 mA.

Adresele de bază pentru porturile de imprimantă LPT1 și LPT2 sunt 378HEX și, respectiv, 278HEX. Este bine ca bitul 4 al octetului de la adresa de bază +2 să fie lăsat pe „0" pentru a preîntâmpina generarea întreruperilor, cu toate consecințele care decurg din aceasta.

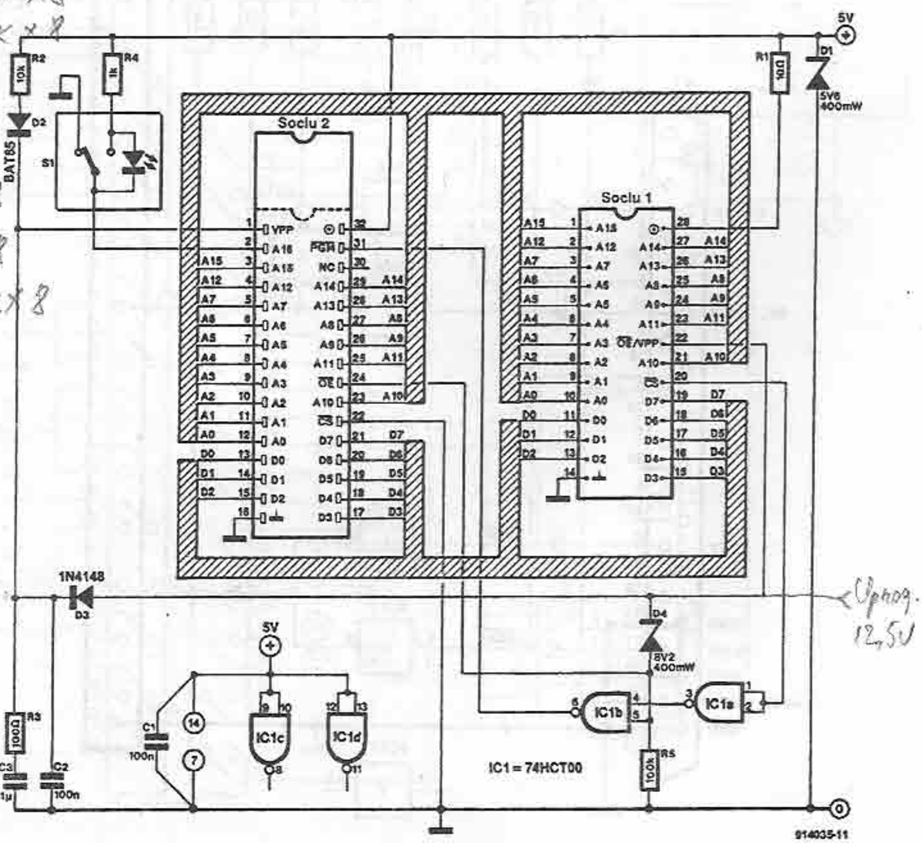


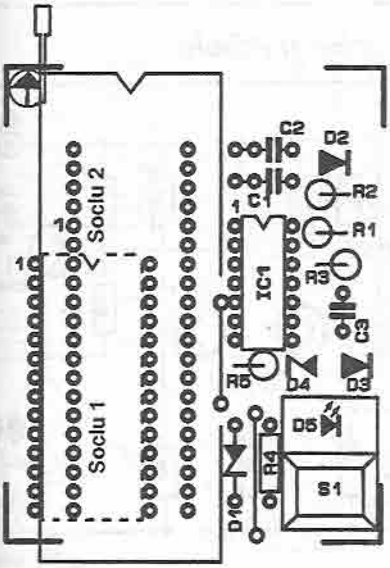
058 *Adaptor de 1 Mbit pentru programatorul de EPROM-uri*

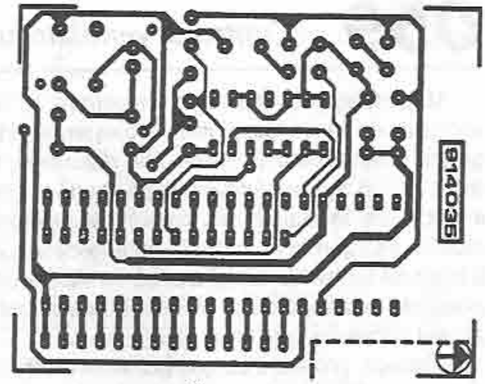
Adaptorul permite programarea EPROM-ului 27C1001, care are capacitatea de 1 Mbit și e organizat ca 128 ko x 8 biți. Pentru a putea utiliza adaptorul de față, programatorul dvs. de EPROM-uri trebuie să fie capabil să programeze EPROM-uri de 512 kbit, cum ar fi 27512 sau 27C512 (64 k x 8 biți). Adaptorul programează memoria 27C1001 în doi pași de câte 64 kocteți și se introduce pur și simplu în soclul ZIF cu 28 de terminale (sau cu 40 de terminale) al programatorului dvs. de EPROM-uri. Selecția blocurilor de 64 kilocteți se face manual, cu ajutorul unui comutator.

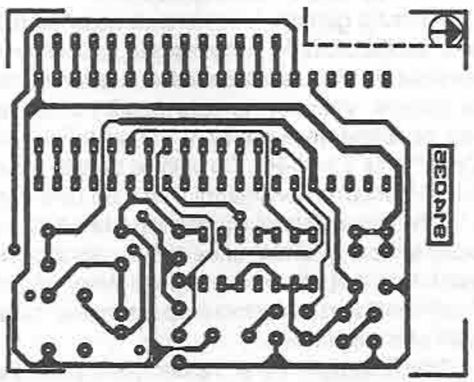
Circuitul adaptorului nu ne rezervă prea multe surprize. Soclul 1 asigură conectarea adaptorului la programatorul de EPROM-uri, în timp ce soclul 2 acceptă memoria 27C1001. Intrarea „PGM" a lui 27C1001 este acționată (adică trecută în „0") atunci când tensiunea de programare depășește tensiunea Zener a lui D4 iar pinul $\overline{CS}$ de la soclul 1 este menținut în „0" de către programator. Dioda Zener permite și tensiunii de programare, de 12,5 V, să tragă în „1" terminalul $\overline{OE}$ al lui 27C1001, ceea ce validează programarea dispozitivului. Intrarea V_{PP} a lui 27C1001 este ținută la +5 V (în timpul operațiilor de citire) sau la circa +12 V (în timpul programării). Pentru a asigura alimentarea lui 27C1001 cu tensiunea de funcționare suficient de mare (5 V, nominal), pentru D2 se folosește o diodă Schottky de tip BAT85. Această diodă este caracterizată de o tensiune directă de numai 0,2 V.

2716 2K×8
2732 4K×8
2764 8K×8
27128 16K×8
27256 32K×8
27512 64K×8
27C1001 128K×8









Comutatorul S1 pune pe „1“ sau pe „0“ intrarea de adresă cu rangul maxim (A16) a lui 27C1001 pentru a face selecția celor 64 kocteți „inferiori“ sau „superiori“ (A16 în „0“, respectiv în „1“) Dioda D5 este aprinsă atunci când este adresat blocul inferior.

Construcția adaptorului reiese limpede din configurația cablajului. Începeți prin montarea singurei punți de pe placă. Soclul 1 se montează pe fața cu trasee a plăcii și constă din doi conectori tată cu câte 14 pini, pentru implantare în cablaj. Comutatorul S1 este de tip buton cu autoreținere, cu LED încorporat, produs de firma ITW. Cablajul acceptă atât socluri de 28 pini cât și de 40 pini, de tip ZIF.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 10 Ω
R2 = 10 kΩ
R3 = 100 Ω
R4 = 1 kΩ
R5 = 100 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF
C3 = 1 µF

Semiconductoare:
D1 = Zener 5,6 V / 400 mW
D2 = BAT85
D3 = 1N4148
D4 = Zener 8,2 V / 400 mW
D5 = LED, ∅ 3 mm

Circuite integrate:
IC1 = 74HCT00

Diverse:
S1 = buton cu autoreținere cu LED încorporat
2 șiruri de câte 14 pini, pentru implantare (având pinii de pe una din laturi mai lungi)

059 Controlul ventilatorului de răcire al PC-ului

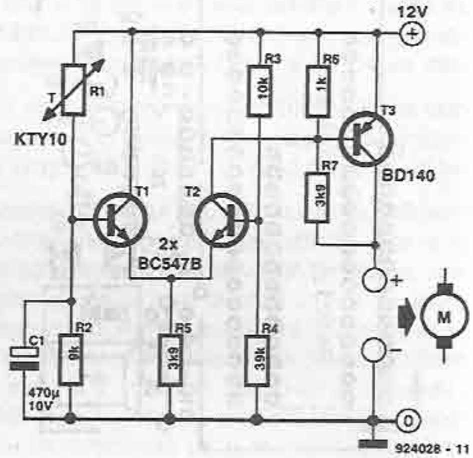
Majoritatea PC-urilor sunt înzestrate cu un ventilator de răcire care previne creșterea exagerată a temperaturii interne. Din nefericire, la multe PC-uri zgomotul devine după scurtă vreme iritant. Cum în majoritatea timpului ventilatorul răcește PC-ul mai mult decât este necesar, ar fi logic ca turația ventilatorului să fie făcută dependentă de temperatura ambiantă. Acesta este scopul circuitului prezentat aici.

Circuitul, proiectat cu componente discrete, este destinat controlului ventilatoarelor de 12 V al căror consum nu depășește 200 mA.

Pentru a garanta funcționarea satisfăcătoare a ventilatorului în orice situație, alimentarea acestuia nu trebuie să coboare sub tensiunea de pornire. Valoarea ei este egală cu tensiunea de alimentare de 12 V minus tensiunea „Zener" a lui T3-R6-R7. Cu valorile date în schemă, alimentarea ventilatorului va fi de minimum 7 V. Dacă ventilatorul nu pornește la 25°C, înlocuiți temporar senzorul de temperatură cu un rezistor de 1,8 kΩ și reduceți valoarea lui R7. Dacă ventilatorul are turație prea mare, măriți puțin valoarea lui R7.

Tranzistoarele T1 și T2 compară potențialul fix din punctul comun al lui R3-R4 cu potențialul dependent de temperatură din punctul comun al lui R1-R2. Ar putea fi util să se conecteze inițial un potențiometru de 25 kΩ în locul lui R2, să se regleze până când ventilatorul atinge turația corectă, să i se măsoare rezistența iar apoi să se înlocuiască printr-un rezistor fix, cu aceeași valoare.

Plasați senzorul de temperatură în curentul de aer cald al ventilatorului. La conectarea

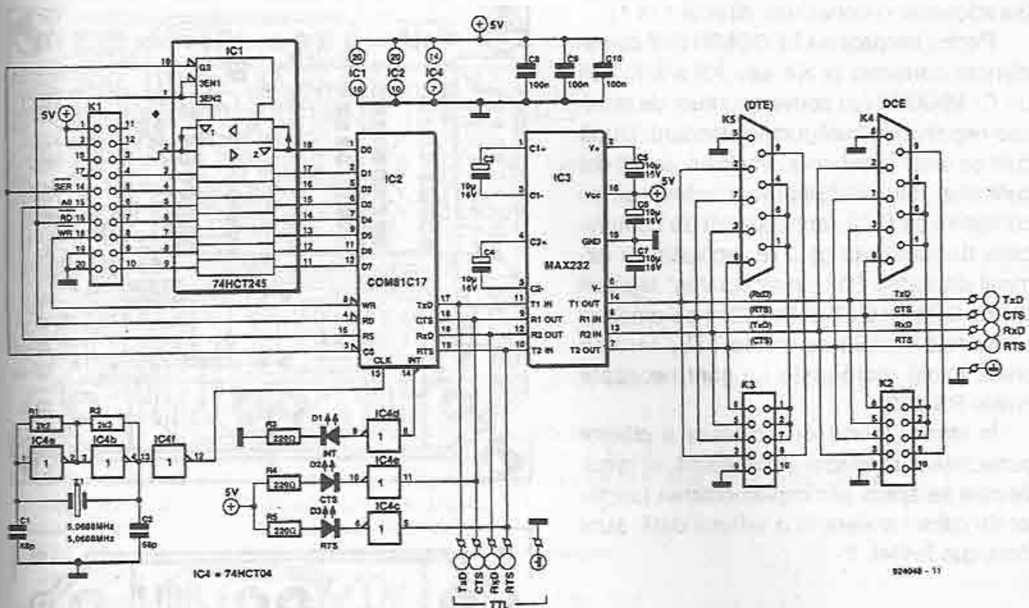


calculatorului, turația ventilatorului va fi destul de ridicată datorită lui C1, dar va scădea curând la o valoare minimă. Măsurați cu un termometru temperatura curentului de aer în apropierea senzorului. Când temperatura ajunge la circa 35°C, circuitul trebuie să intre în funcțiune, fapt indicat prin creșterea turației ventilatorului sau a tensiunii lui de alimentare. Dacă nu se întâmplă acest lucru, modificați valoarea lui R2 sau reglați un potențiometru plasat în locul ei. La creșterea temperaturii, va crește turația ventilatorului. Viteza maximă va fi doar cu puțin mai mică decât cea realizată fără circuitul de control. Acest lucru se obține datorită faptului că T3 poate fi comandat în saturație profundă, astfel încât căderea de tensiune pe acesta coboară la câteva zecimi de volt.

060 Interfață RS-232 pentru magistrala multifuncțională

Aceasta este o placă-extensie S-232 pentru interfața universală de I / O pentru IBM-PC (Ref. 1). Circuitul se bazează pe CI COM81C17 UART (receptor / transmițător asincron universal) produs de Standard Microsystems Corporation (SMC). Acest CI conține un generator programabil al ratei de transmisie, care primește tactul de la un oscilator cu cuarț realizat în jurul a trei porți din capsula 74HCT04.

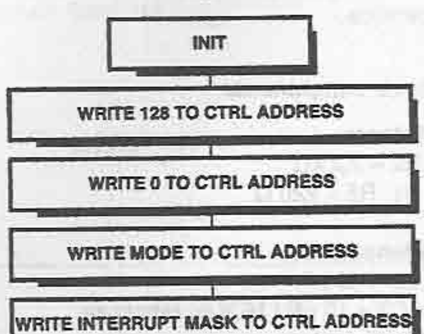
COM81C17 se comportă pe magistrală ca un dispozitiv de citire / scriere de 8 biți. Protocolul RS-232 cu confirmare este limitat la perechea de semnale RTS-CTS (request to send – clear to send), suficiente pentru majoritatea



aplicațiilor. Starea acestor două linii este indicată de două LED-uri, D2 și D3. Ieșirea $\overline{\text{INT}}$ (cerere de întrerupere) a CI e folosită ca indicator de activitate a circuitului. Pinul $\overline{\text{INT}}$ trece pe „0" la îndeplinirea condiției „validare" în registrul de stare, situație care poate fi citită de sistemul de calcul prin intermediul magistralei.

Fapt remarcabil, COM81C17 se prezintă într-o capsulă DIL cu 20 de pini. Faptul că are cu 20 de pini mai puțin decât binecunoscutul UART AY3-1015D (fostul „standard industrial") se datorează în principal reflectării tuturor semnalelor aflate în mod normal într-un UART, mai curând ca biți în registrul de stare decât ca niveluri logice pe pinii CI. Aceste semnale de stare includ: registru de emisie gol, eroare de suprapunere, buffer de recepție plin, și multe altele. De asemenea, pinii pentru selectarea ratei de transmisie sunt omiși și înlocuiți printr-un echivalent „software".

Din păcate, programarea tuturor funcțiilor lui COM81C17 depășește cadrul acestui scurt paragraf. Pentru documentare completă, parcurgeți fila de catalog a circuitului sau Ref. 3. Oricum, o informație minimă este prezentată și aici: ordinograma procedurii de inițializare; descrierea sumară a registrelor de mod și de stare; tabela de selecție a ratei transmisiei; și un program BASIC. Acesta din urmă oferă o soluție utilă de testare a hardware-ului prin returnarea în ecou a caracterelor transmise. În acest scop, este necesară interconectarea pinilor 3 și 5 (date), respectiv 4 și 6 (confirmare) ai conectorilor K2 și K3. Pentru aceasta au fost prevăzute două jumpere. Apropo, K2 și K3 sunt astfel cablate încât să poată fi conectate la conectorii tip D stil IDC prin cablu plat.

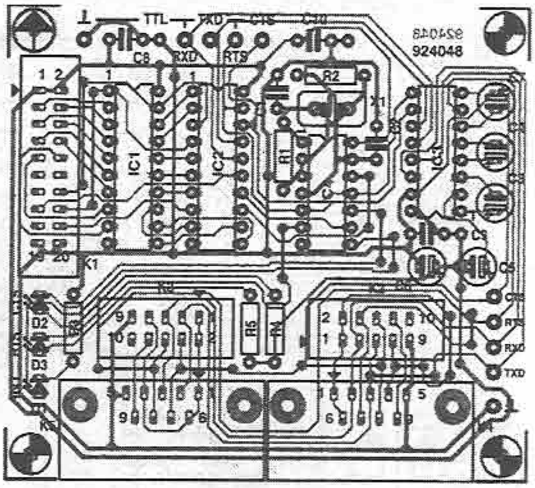


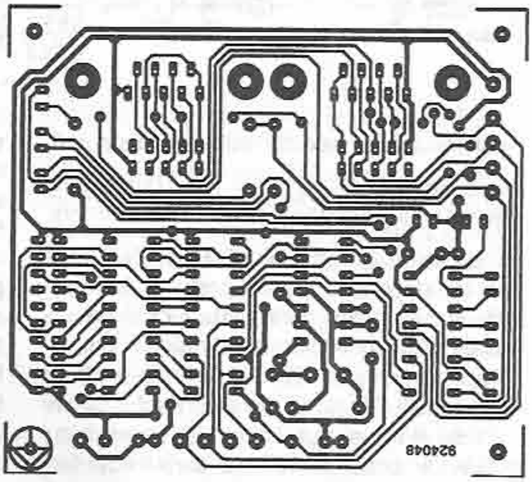
924048 - 12

(se folosește o conexiune directă 1 la 1).

Pentru interfațarea lui COM81C17 cu perifericul conectat la K4 sau K5 s-a folosit un CI MAX232 (cu convertor intern de tensiune negativă) în configurație standard. După cum se arată în schema circuitului, acești doi conectori dau posibilitatea interfeței să se comporte ca DCE (echipament de comunicație de date) sau ca DTE (echipament terminal de date). Prin „interceptarea" legăturii dintre COM81C17 și MAX232 se creează o interfață serială cu nivele TTL, care se poate folosi acolo unde nu sunt necesare nivele RS-232.

În sfârșit, modul de adresare a plăcilor conectate la magistrala universală, și regulile care se aplică prin implementarea funcțiilor de citire / scriere la o adresă dată, sunt discutate în Ref. 2.





Referințe bibliografice:

1. *Universal I / O interface for IBM PCs and compatibles (Interfață universală de I / O pentru PC-uri IBM și compatibile)*, Elektor Electronics, mai 1991.

2. *Optocard for universal PC I / O interface (Placă adaptoare cu optocuploare pentru interfața universală de I / O pentru PC)*, Elektor Electronics, iulie 1992.

3. *Databook 4: peripheral chips (Catalog 4: Circuite integrate periferice)*, Editura Elektor Electronics.

Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 2,2 kΩ
R3, R4, R5 = 220 Ω

Condensatoare:
C1, C2 = 68 pF
C3 ÷ C7 = 10 µF / 16 V cu terminale pentru implantare
C8, C9, C10 = 100 nF

Semiconductoare:
D1, D2, D3 = LED roșu ∅ 3 mm

Circuite integrate:
IC1 = 74HCT245
IC2 = COM81C17*
IC3 = MAX232
IC4 = 74HCT04

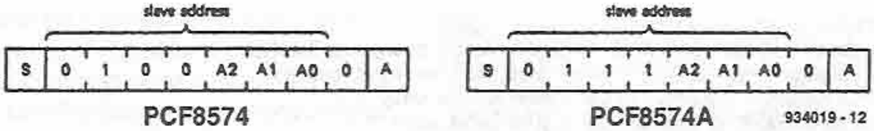
Diverse:
K1 = conector mamă cu 20 de terminale
K, K3 = conector mamă cu 10 terminale
K4, K5 = conector tip RK cu 9 terminale îndoite pentru implantare în cablaj
X1 = cuarț 5,0688 MHz

```
10 ADDRESS = &H300
20 TXADDRESS = ADDRESS+0        : REM write transmit buffer
30 RXADDRESS = ADDRESS+0        : REM read receive buffer
40 CTRLADDRESS = ADDRESS + 1    : REM write only
50 STATUSADDRESS = ADDRESS +1   : REM read only
60 CTRLBYTE = 8+16+64
70                                REM reset tpuart
80 CTRLBYTE = ÇTRLBYTE OR 128
90 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
100 CTRLBYTE = CTRLBYTE AND 127
110 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
120 CTRLBYTE = CTRLBYTE OR 128
130 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
140 CTRLBYTE = CTRLBYTE AND 127
150 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
160                               REM set cts in rts out and internal clock
170 PARITY = 1 : REM 0: no parity
180 ODD = 0    : REM 0: even parity  1: odd parity
190 BITS = 1   : REM # bits per character 0: 7 bits  1: 8 bits
200 STOPBITS = 0 :  REM # of stop bits 0:1 stop bit and 1: 2 stop bits
210 CP1 = 0    : REM cp1 as cts input
220 CP2IO = 0  : REM cp2 as output
230 CP2 = 0    : REM cp2 functions as rts output
240 CLK = 0    : REM internal clock
250 MODE = CP1 * 1 + CP2IO * 2 + CP2 * 4 + CLK * 8
260 MODE = MODE + PARITY * 16 + ODD * 32 + BITS * 64 + STOPBITS * 128
270 OUT (ADDRESS),MODE    : REM define outputs and transmit format
280 OUT (ADDRESS),&HFF    : REM interrupt on all status changes
290 OUT (ADDRESS),5       : REM set baudrate to 2400 Bd
300 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
310 A = INP (STATUSADDRESS)          : REM dummy read
320 CTRLBYTE = CTRLBYTE OR 64        : REM reset error bits
330 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
340 CTRLBYTE = (CTRLBYTE AND (255-8-16)) OR 38 : REM enable communication
350 OUT (CTRLADDRESS),CTRLBYTE
360 A=INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 128) <>128 THEN 380
370 PRINT A; : A= INP (RXADDRESS) : PRINT A : GOTO 360
380 FOR I=0 TO 255
390 A = INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 64) <>64 THEN 390
400 OUT (TXADDRESS),I
410 A= INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 128) <>128 THEN 410
420 A= INP (RXADDRESS)
430 IF A=I THEN PRINT " ";A;" ";
440 IF A<>I THEN PRINT A;" ";I;" error ";
450 A$=INKEY$ : IF A$ <> "" THEN END
460 NEXT
470 GOTO 380
```

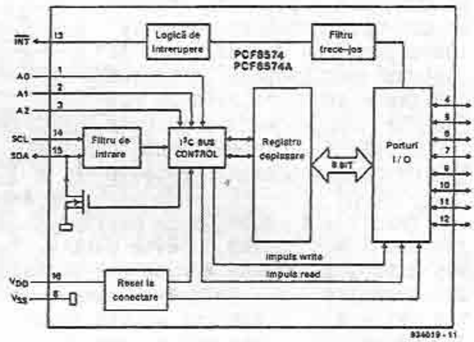
924048 - 16

061 Sugestie pentru I^2C

Cipul de I / O pe 8 biți, tip PCF8574, este foarte răspândit: este folosit, printre altele, pe modulul de I / O AD / DA, pe placa opto / releu pentru I^2C, și la afișajul LCD, toate publicate în revistă într-un interval de aproximativ 12 luni (vezi Referința bibliografică). Deoarece în multe situații este de dorit să fie conectate un număr de module 8574 pe magistrala I^2C, este posibilă atribuirea câte unei adrese diferite pentru fiecare CI, prin intrările A0-A2. Întrucât în acest



mod rezultă numai opt adrese, s-ar putea trage concluzia că acesta e numărul maxim de CI care se pot conecta la magistrală. Totuși, este posibilă conectarea a 16 CI PCF8574, deoarece există două variante ale acestui CI, fiecare având adrese diferite. Versiunea standard, PCF8574, are, după cum se știe, adresa de bază 40H. Varianta, PCF8574A, are adresa de bază 70H. În rest, cele două circuite sunt identice și, prin urmare, perfect interschimbabile. Astfel, pot fi conectate opt CI standard *și* opt variante ale CI la o singură magistrală.



Referință bibliografică:
1. *„Interfață I2C pentru PC"*, Elektor Electronics, februarie 1992.
2. *„ADC / DAC și sistem I / O pentru magistrala I²C"*, Elektor Electronics, martie 1992.
3. *„Afișaj LCD pentru I²C"*, Elektor Electronics, iunie 1992.
4. *„Placă opto / releu pentru I²C"*, Elektor Electronics, februarie 1993.

062 *Decodificator hexazecimal pentru afișaj*

Decodificatorul octet / hexa pentru afișaj a fost proiectat deoarece nu se mai produc în variantă comercială decodificatoarele de la patru biți la hexa. Bineînțeles că, în principiu, nu este dificilă decodificarea celor patru biți, însă decodificarea octet / hexa este în general mai practică și necesită mai puține CI. Decodificatorul folosește un GAL de tip 22V10. Acest tip posedă un număr corespunzător de intrări și ieșiri pentru aplicația de față și se poate programa cu programatorul de GAL-uri (vezi anexa) publicat în Ref.1. Listingul și datele sunt scrise în formatul acceptat de software-ul National Semiconductor și poate fi convertit într-un fișier JEDDIC cu opțiunea EQN2JED. De remarcat că, deși este generat un avertisment privitor la faptul că s-a folosit un termen OR în instrucțiunile „define", este o alarmă falsă, întrucât în circuit se dau nu mai puțin de opt termeni SAU.

Circuitul are dezavantajul că necesită un tact extern. Din fericire, acest semnal poate fi în general preluat din circuitul la care se atașează afișajul. Frecvența poate fi între 100 Hz și 100 kHz.

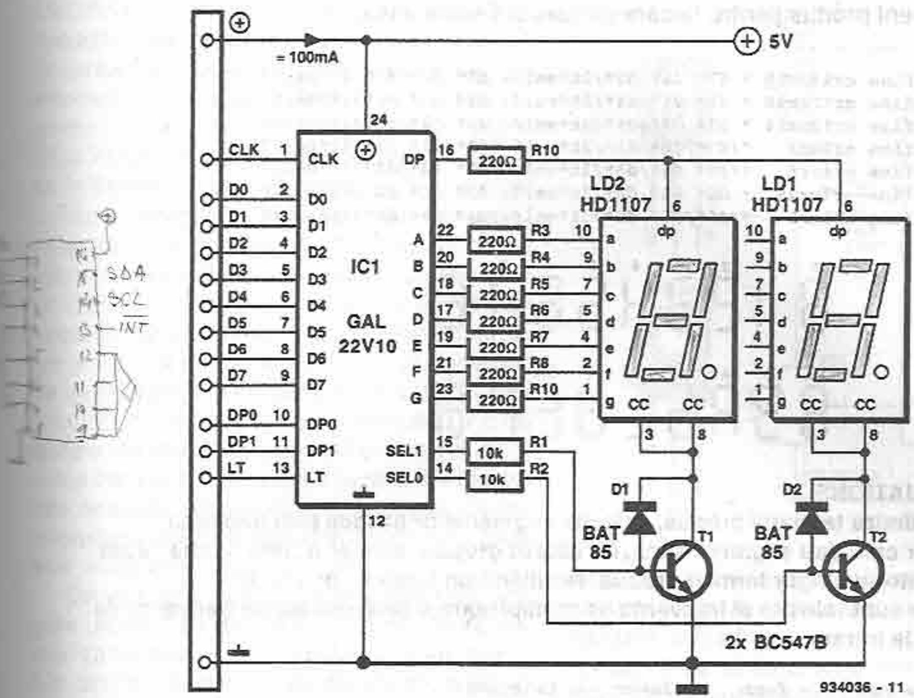
În afară de acționarea bistabilelor de la ieșirile circuitului GAL, tactul servește și la multiplicarea celor două afișaje.

Diodele Schottky D1 și D2 asigură blocarea rapidă a lui T1 și T2, astfel ca intrarea în conducție a tranzistorului următor să se facă fără suprapuneri. Se previne apariția segmentelor „fantomă" la frecvențe de tact mai mari de 1 kHz.

LT este o intrare de testare a LED-urilor cu ajutorul căreia se verifică toate segmentele. Un „1" la intrarea DP0 sau DP1 determină aprinderea punctului zecimal respectiv.

Decodificatorul poate servi drept exemplu pentru proiectarea unui decodificator specific unei alte aplicații.

Ref. 1 *Elektor Electronics*, mai 1992.



Decodor hexa comandă afișaj cu LED-uri pe 7 segmente
Fișier GAL pentru OPAL Junior

```
CHIP hex_7seg gal22v10

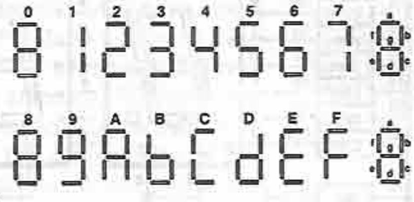
clk d0   d1   d2 d3 d4 d5 d6 d7 dp0 dp1 gnd
lt  sel0 sel1 dp d  c  e  b  f  a   g   vcc
```

;definire combinații de termeni produs pentru minimizarea numărului total de termeni

```
@define zero      "/d7*/d6*/d5*/d4*/lt*sel0+/d3*/d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define one       "/d7*/d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d3*/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define two       "/d7*/d6* d5*/d4*/lt*sel0+/d3*/d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define three     "/d7*/d6* d5* d4*/lt*sel0+/d3*/d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define four      "/d7* d6*/d5*/d4*/lt*sel0+/d3* d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define five      "/d7* d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d3* d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define six       "/d7* d6* d5*/d4*/lt*sel0+/d3* d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define seven     "/d7* d6* d5* d4*/lt*sel0+/d3* d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define eight     " d7*/d6*/d5*/d4*/lt*sel0+ d3*/d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define nine      " d7*/d6*/d5* d4*/lt*sel0+ d3*/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define ten       " d7*/d6* d5*/d4*/lt*sel0+ d3*/d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define eleven    " d7*/d6* d5* d4*/lt*sel0+ d3*/d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define twelve    " d7* d6*/d5*/d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define thirteen  " d7* d6*/d5* d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define fourteen  " d7* d6* d5*/d4*/lt*sel0+ d3* d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define fifteen   " d7* d6* d5* d4*/lt*sel0+ d3* d2* d1* d0*/lt*sel1"
```

; **definire termeni produs pentru fiecare valoare și fiecare afișaj**

```
@define or14or15 " d7* d6* d5*/lt*sel0+ d3* d2* d1*/lt*sel1"
@define or11or15 " d7* d5* d4*/lt*sel0+ d3* d1* d0*/lt*sel1"
@define or12or14 " d7* d6*/d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d0*/lt*sel1"
@define or2or3   "/d7*/d6* d5*/lt*sel0+/d3*/d2* d1*/lt*sel1"
@define or4or5   "/d7* d6*/d5*/lt*sel0+/d3* d2*/d1*/lt*sel1"
@define or7or15  " d6* d5* d4*/lt*sel0+ d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define or1or9   "/d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
```



EQUATIONS

; Pentru a minimiza termenii produs, selecția segmentelor se face prin folosirea
; combinațiilor care dau segment stins, iar câteva grupări, cum ar fi „one + nine" sunt
; combinate într-un singur termen produs, rezultând un termen „or 1 or 9".
; Toate ieșirile sunt folosite și frecvența de multiplexare e determinată de frecvența de
; tact aplicată la intrare.

```
/a:= one     + four    + eleven   + thirteen
/b:= five    + six     + or11or15 + or12or14
/c:= two     + twelve  + or14or15
/d:= four    + one     + ten      + or7or15
/e:= or1or9  + three   + or4or5   + seven
/f:= one     + or2or3  + seven    + thirteen
/g:= zero    + one     + seven    + twelve

sel0 := sel1
sel1 := /sel1

dp:= dp0*sel1 + dp1*sel0
```

063 *Receptor RC-5 în infraroșu pentru computer 80C32*

„RC-5" este standardul Philips / Sony pentru telecomanda în infraroșu (IR) a echipamentelor audio / video (Ref. 1). Circuitul și listingul prezentate permit unui computer pe un singur cip de tip 80C32 (Ref. 2) să recepționeze și să proceseze semnalele IR de comandă emise de o unitate de telecomandă IR compatibilă RC-5.

Hardware-ul constă dintr-un detector Siemens SFH505A conectat direct la linia P1.0 a portului microcontrolerului 80C32. Ca alternativă pentru SFH505A, se poate folosi detectorul IR Sharp tip IS1U60, cu avantajul unei sensibilități sporite, grație unui filtru trece-bandă „acordat" pe semnalele RC-5. De reținut că SFH505A și IS1U60 au configurația pinilor diferită. Detectorul IR furnizează un semnal de ieșire inversat (nivel ridicat când nu se detectează semnal IR), care are implicații certe asupra software-ului.

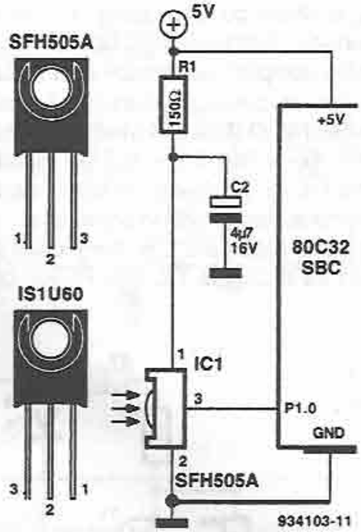
Programul face uz de programul monitor EMON51 (Ref. 3). Cum toate sincronizările se bazează pe software, este esențial ca microcomputerul cu 80C32 să lucreze cu frecvență de tact de 12 MHz. Este necesar să fie conectat la un PC sau la un terminal, și să aibă monitorul

EMON51 în EPROM. Rutina LOOP face ca decodificarea să se declanşeze întotdeauna la începutul unui nou cod. COUNT este rutina propriu-zisă de numărare. Dacă P1.0 trece în „0" pe durata perioadei de aşteptare, se resetează R6 şi începe o nouă perioadă de aşteptare. Apoi, se iniţializează un număr de registre pentru a pregăti recepţia unui nou cod, iar software-ul aşteaptă prima tranziţie 1 → 0. Observaţi că s-a scurs jumătate din durata unui bit al noului cuvânt până în momentul în care s-a detectat această tranziţie 1 →0. Aceasta înseamnă că s-a scurs 1/4 din durata celui de-al doilea bit de start după o aşteptare de 3/4 din durata unui bit. În continuare, nivelul primului P1.0 se citeşte de două ori pe durata fiecărui bit – prima oară la 1/4, iar a doua oară la 3/4 din durata acestuia. Modulaţia bifază folosită dă microprocesorului posibilitatea de a determina dacă este vorba de un „0" sau un „1".

De fapt, este suficientă efectuarea unei singure „testări" pe durata fiecărui bit. Dacă sincronizarea este corectă, iar testarea se face la 1/4 din durata bitului, se determină automat valoarea corectă (nu uitaţi că semnalul de intrare este inversat). Două testări efectuate pe perioada fiecărui bit permit, oricum, software-ului, să semnalizeze erorile de recepţie.

Biţii recepţionaţi se introduc prin deplasare serială într-un registru de 16 biţi format din R4 (inferior) şi R5 (superior). Al doilea bit de start devine MSB. Când cuvântul recepţionat e complet, cei mai puţin semnificativi doi biţi ai adresei sistemului sunt transferaţi din R4 în poziţiile cel mai puţin semnificative ale lui R5, rămânând cei şase biţi de date în R4, iar biţii de adresă a sistemului în cei cinci biţi inferiori ai lui R5.

Rutina CTRL verifică dacă de la ultima operaţie de decodificare s-a modificat bitul de control. Dacă da, software-ul decide că a fost apăsată o tastă sau că s-a apăsat din nou aceeaşi tastă şi, ca urmare, adresa sistemului RC-5 (adică numărul de identificare a echipamentului) şi data sunt trimise către PC. Dacă nu, programul face un salt înapoi în punctul de start. Prin omiterea instrucţiunii JZ LOOP, adresa şi data sunt trimise la fiecare cod recepţionat („autoreceptare").



Referinţă bibliografică:

1. *„Receptor IR universal în cod RC-5"*, Elektor Electronics, ianuarie 1992.
2. *„Calculator pe o singură placă cu 8051 / 80C32"*, Elektor Electronics, mai 1991.
3. *„Curs de Assembler 8051 / 8032 (8 fascicule)"*, Elektor Electronics, februarie - noiembrie 1992.

064 *Încărcător de baterii*

Încărcătorul de baterii prezentat în schemă poate fi folosit pentru a încărca una sau mai multe baterii cu tensiunea nominală totală de 12 V (adică zece baterii NiCd sau şase baterii de 2 V acide cu plumb). Este suficient de mic pentru a putea fi construit într-o carcasă de adaptor de reţea. Folosirea greşită este practic imposibilă: conectarea bateriilor cu polaritate incorectă, scurtcircuitarea terminalelor de ieşire sau căderea reţelei nu au nici un efect asupra încărcătorului sau bateriilor.

Alimentarea se preia de la reţea printr-un transformator cu tensiunea secundară de 18 V. Ieşirea transformatorului e redresată de diodele

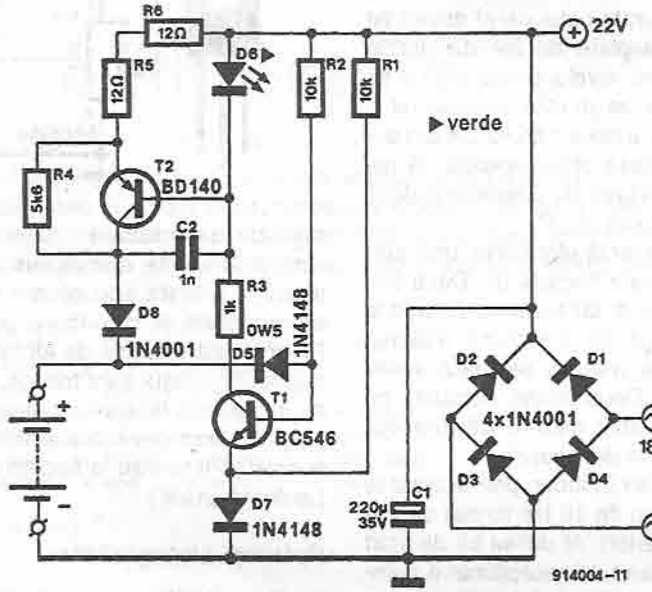
D1 ÷ D4 și filtrată cu C1, rezultând o tensiune continuă de 22 V disponibilă la bornele lui C1.

Bateriile complet descărcate sunt încărcate la început cu un curent de circa 6 mA prin R2-D5 și R4-R6-D8. O dată ce bateriile de încărcat au atins o t.e.m. de 0,3 ÷ 0,5 V, tensiunea bază-emitor a lui T1 devine suficient de mare pentru a aduce tranzistorul în conducție.

Indicatorul încărcării, D6, luminează și de asemenea se deschide T2. Prin R5-R6 circulă curentul de încărcare de circa 60 mA. Aceasta înseamnă că încărcarea unei baterii NiCd de 500 mAh se face în aproximativ 12 ore.

Dacă bateria se conectează cu polaritate inversă sau se scurtcircuitează bornele încărcătorului, tranzistorul de putere T2 rămâne blocat, iar curentul de încărcare nu poate depăși 6 ÷ 12 mA.

Curentul absorbit de circuit la sarcină maximă este de aproximativ 80 mA.



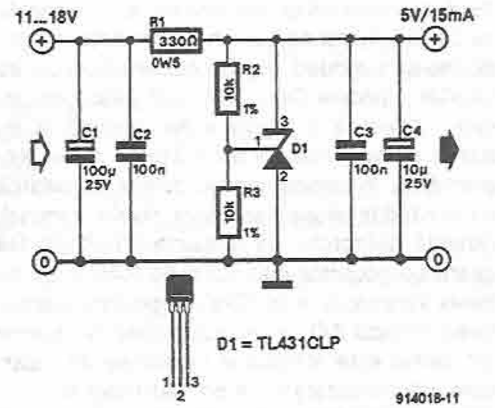
065 *Stabilizator paralel, ajustabil*

În funcție de localizarea lor, stabilizatoarele liniare de tensiune se împart în două subparagrafe: regulatoare serie și regulatoare șunt (sau paralel).

În circuitele practice se folosesc în mod normal regulatoarele serie, și în special tipurile integrate foarte cunoscute din familia 78xx, deoarece acestea asigură o bună stabilizare și permit un curent de ieșire rezonabil.

Cu toate acestea, au devenit disponibile și regulatoare derivație, de exemplu tipul TL431 produs de Texas Instruments. Versiunea comercială a acestuia, TL431C, oferă o excelentă stabilizare cu temperatura și impedanță dinamică foarte redusă (vezi lista de parametri). Deși stabilizatoarele paralel funcționează în mod obișnuit la fel ca o diodă Zener, TL431C oferă o facilitate pe care nu o găsim la nici o diodă Zener: tensiunea Zener se poate stabili oriunde în intervalul 2,5 ... 36 V, cu ajutorul a două rezistențe fixe. Pentru a funcționa corect, dispozitivul necesită un curent catodic mai mare de 1 mA. Tensiunea pe IC este atunci U_{cat} = 2,5 (1 + R2 / R3). Dacă valorile lui R2 și R3 nu sunt prea mari, curentul prin această rețea de referință este neglijabil (< 4 µA).

O aplicație posibilă este sursa compactă de +5 V dată în schemă.



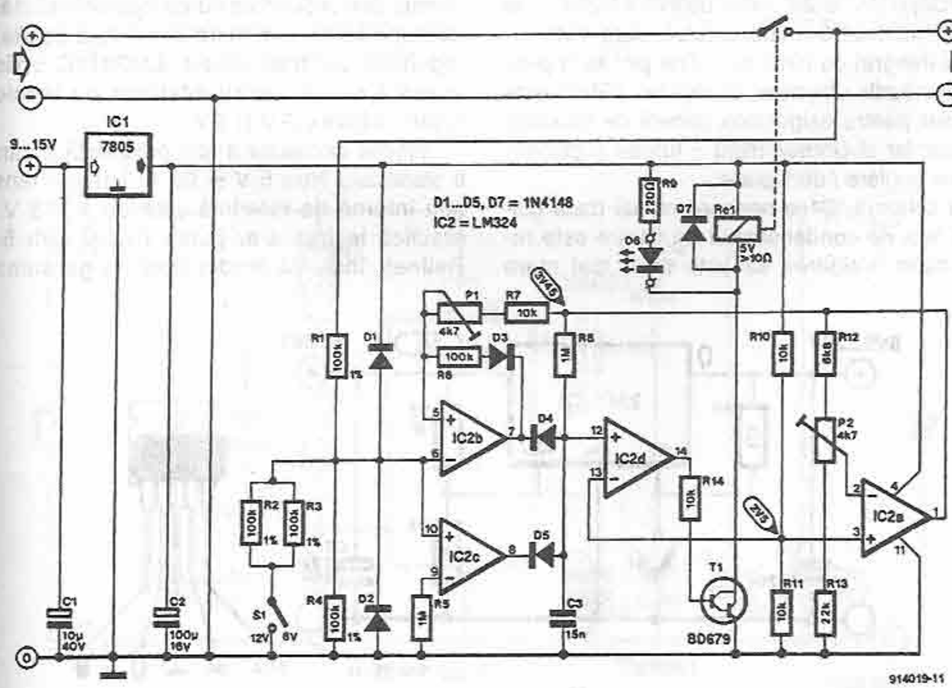
CÂTEVA DATE TEHNICE

Tensiune catodică, U_{cat}	2,5 ÷ 36 V
Curent catodic, I_{cat}	150 mA (min. 1 mA)
Putere disipată	775 mW (la 25°C)
Impedanță dinamică	0,5 Ω (tipic 0,2 Ω)
Coeficient de temperatură	30 ppm / °K

066 *Încărcător automat de baterii (I)*

Încărcătorul descris deconectează tensiunea de încărcare atunci când bateria ajunge la tensiunea sa nominală și o reconectează când tensiunea bateriei scade sub un nivel predefinit.

O fracțiune din tensiunea bateriei se preia de pe divizorul de tensiune R1-R2-R3-R4 și se compară cu o tensiune de referință cu ajutorul lui IC2b. Atâta timp cât tensiunea bateriei este 0 V, curentul de intrare al AO produce o cădere mică de tensiune pe R5, astfel încât IC2c trece în starea „0". Prin urmare, releul rămâne neacționat. În acest timp, ieșirea lui IC2b este „1",



dar fără vreun efect, datorită porții ȘI realizată cu D4-D5. Când se conectează o baterie, tensiunea sa reziduală redusă asigură bascularea lui IC2c, diodele D4 și D5 sunt polarizate invers, se aplică o tensiune de referință la intrarea neinversoare a lui IC2d, iar releul anclanșează. În aceste condiții, bateria se încarcă până când tensiunea sa atinge nivelul nominal. Datorită divizorului de tensiune R1-R2-R3-R4 apare un potențial mai mare de 3,45 V pe intrarea inversoare a lui IC2b, ce produce bascularea acestui AO, astfel că ieșirea lui devine „0", releul este eliberat și tensiunea de încărcare e deconectată de la bornele bateriei.

Tensiunea (de referință) de la ieșirea lui IC2a este fixată la 3,45 V. Divizorul de tensiune D3-R6-R7-P1 creează un anumit histerezis la comparatorul IC2b. Când tensiunea bateriei coboară sub nivelul stabilit cu P1, IC2b basculează din nou și tensiunea de încărcare se reaplică bateriei.

Calibrarea se efectuează cu un voltmetru conectat la ieșirea lui IC2a, după care P2 se reglează până ce se obține o indicație de 3,45 V. În continuare, se rotește P1 în direcția rezistenței maxime. Înlocuiți bateria cu o sursă de alimentare stabilizată reglabilă și stabiliți-i tensiunea de ieșire la 6,2 ÷ 6,4 V (S1 în poziția 6 V) sau la 12,4 ÷ 12,8 V (S1 în poziția 12 V), aceasta fiind tensiunea la care se sistează încărcarea. Reglați P1 până când acționează releul.

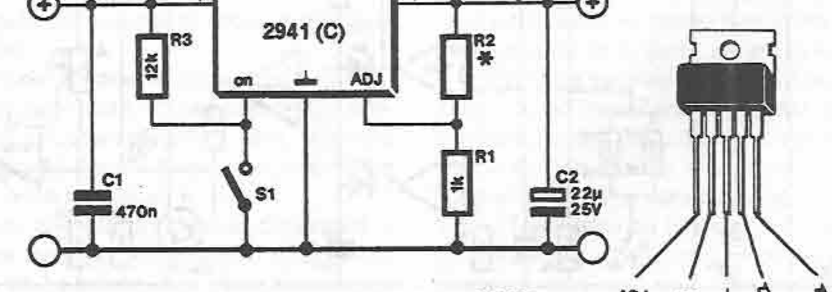
067 *Super-regulator de tensiune*

Un regulator de tensiune cu proprietăți cum ar fi: cădere de tensiune foarte redusă, curent de 1 A, protecție împotriva tensiunii inverse și a vârfurilor de până la 60 V, preț mic, simplitate în proiectarea aplicațiilor, este într-adevăr un superdispozitiv. Este vorba despre LM2941C al firmei National Semiconductor, care este un circuit integrat cu cinci pini. Trei pini sunt pentru conexiunile obișnuite; al patrulea (GND) este necesar pentru asigurarea căderii de tensiune scăzute; iar al cincilea oferă o funcție suplimentară de cuplare / decuplare.

În schemă, C1 e necesar numai dacă distanța față de condensatorul de filtrare este relativ mare. Valoarea sa este ceva mai mare decât cea întâlnită în mod obișnuit la stabilizatoarele 78xx. Același lucru e valabil și pentru C2. Este recomandabil să plasați acest condensator cât se poate de aproape de regulator.

Deși este normal ca valoarea curentului de repaus prin regulatoarele cu cădere redusă de tensiune să fie mai mare decât cea cerută de regulatoarele tradiționale, LM2941C solicită aceasta numai pentru diferența de tensiune cuprinsă între 0,5 V și 5 V.

Ieșirea circuitului a fost proiectată pentru a fi stabilizată între 5 V și 20 V. Întrucât tensiunea internă de referință este de 1,275 V, în practică ieșirea s-ar putea fixa și sub 5 V. Rețineți, însă, că producătorii nu garantează



funcționarea satisfăcătoare la niveluri atât de scăzute.

Valoarea rezistorului R1 nu trebuie să fie mai mică de 1 kΩ. Valoarea lui R2 se poate calcula cu relația:

$$R2 = R1\ (U_{out} / 1{,}2751 - 1) \quad \Omega$$

unde U_{out} este tensiunea necesară la ieșire.

Cu toate că majoritatea regulatoarelor cu trei pini necesită un condensator electrolitic la pinul ADJ pentru îmbunătățirea stabilității, acesta nu este admis în cazul lui LM2941C: de fapt, acesta ar putea duce la apariția oscilațiilor.

O diferență de tensiune de 0,5 V este suficientă pentru un curent de ieșire de 1 A. Această diferență poate fi chiar mai mică pentru curenți mai mici.

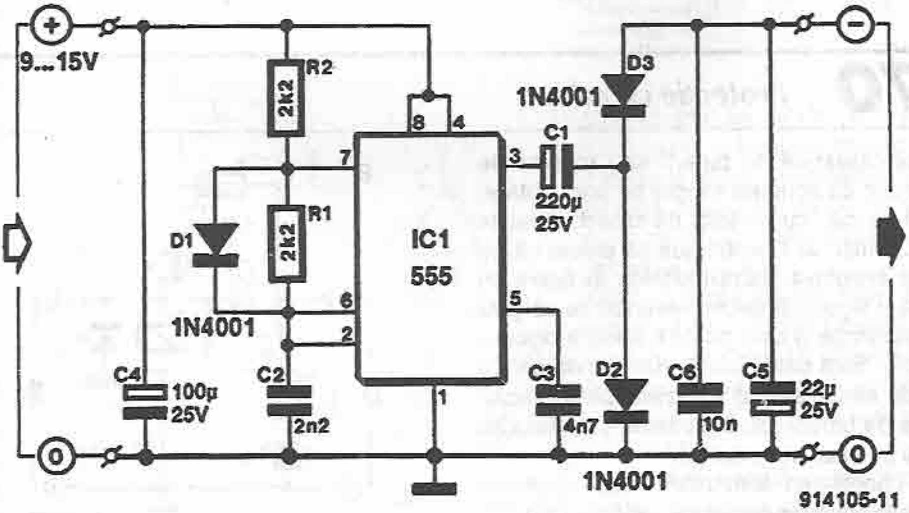
Intrarea poate fi comandată cu un impuls pozitiv, solicitând un curent de 300 µA.

Întrucât circuitul comută la o tensiune de control de numai 2 V, poate fi comandat atât cu logică CMOS, cât și TTL.

068 *Convertor static c.c. – c.c.*

Un temporizator tip 555 și câteva componente pasive pot constitui un mic convertor care să dea o tensiune negativă de 12 V la un consum de câțiva miliamperi. Circuitul 555 este conectat ca astabil cu frecvența de 125 kHz. Rețeaua C1-D2-C5-D3 formează un circuit în cascadă care furnizează o tensiune continuă negativă. Întrucât pentru această schemă s-a impus să nu se folosească nici transformator, nici bobină, eficiența convertorului nu este prea mare: cel mult 16% la un curent de ieșire de 20 mA. Oricum, aceasta nu este o constrângere prea mare pentru echipamentele alimentate de la baterie ce necesită o alimentare negativă la numai câțiva miliamperi. Observați, totuși, că și fără sarcină convertorul absoarbe un curent de circa 15 mA.

Tensiunea de ieșire are o ondulație de circa 0,6 Vvv care se poate suprima cu o rețea rezistor-diodă Zener (sau cu un regulator cu diferență mică de tensiune intrare-ieșire) plasat la ieșire.



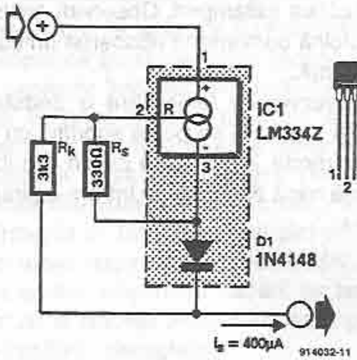
069 *Sursă de curent compensată cu temperatura*

LM334Z (National Semiconductor) este o sursă reglabilă de curent, cu trei pini, a cărei ieșire se poate stabili între 1 µA și 10 mA. De asemenea, poate fi folosită flotant.

În principiu, se poate folosi un singur rezistor pentru fixarea curentului. Totuși, în acest caz curentul va fi puternic dependent de temperatură: aproximativ +0,33% / °C. (Aceasta ar permite folosirea dispozitivului ca senzor de temperatură.) Prin urmare, pentru a obține o sursă de curent stabilă sunt necesare un rezistor suplimentar și o diodă.

Pentru o bună stabilitate, dioda trebuie cuplată termic cu CI (atunci va fi compensată autoîncălzirea sursei). Cea mai bună soluție o constituie introducerea prin presare a CI și a

1



2



914032-12

diodei, unse cu vaselină siliconică, într-un manșon izolator, așa cum se arată în fig. 2.

Deși curentul sursei se poate regla între 1 µA și 10 mA, cu ajutorul lui Rs, precizia este mult mai bună între 10 µA și 1 mA.

Curentul debitat de sursă poate fi calculat cu relația:

Is = 2 / 15 Rs

Rezistorul Rk trebuie să aibă valoarea 10 Rs.

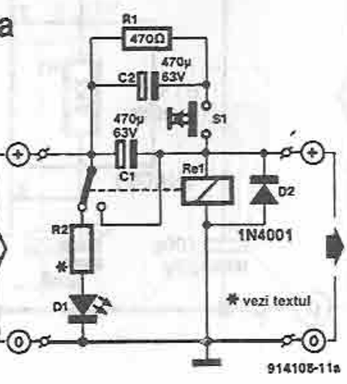
Reglat conform descrierii și cu un cuplaj termic bun între D1 și IC1, prototipul a prezentat o derivă mai mică de 0,02% / °C la Is < 1 mA. Deriva maximă a fost măsurată la Is = 5 mA. Toate măsurătorile au fost făcute la tensiunea de alimentare de 9 V.

070 *Protecție cu releu*

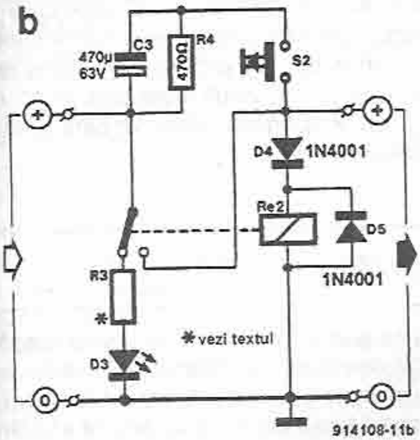
Încărcătoarele de baterii sau sursele de alimentare cu scheme simple nu sunt dotate, în mod normal, cu limitator de curent. În multe cazuri, totuși, ar fi avantajos ca blocul să fie protejat împotriva scurtcircuitelor. În figură se prezintă o siguranță electromecanică ce asigură această funcție și care poate fi atașată blocului respectiv. Sunt date două variante, una pentru sursa de alimentare (a) și cealaltă pentru încărcătoare de baterii (b). Descrierea circuitului se va face pe baza schemei (a).

La conectarea alimentării, releul primește un impuls scurt de curent de excitație prin C1.

a



b



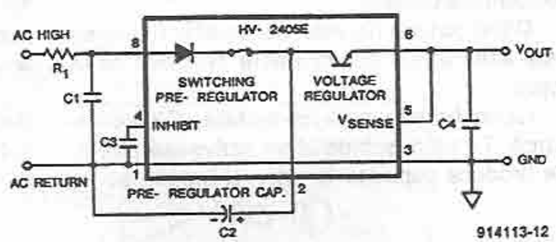
Întrucât contactul releului trece în cealaltă poziție, releul rămâne acționat. Când se produce un scurtcircuit la bornele sursei de alimentare, releul declanșează și întrerupe legătura dintre intrare și ieșire. Releul este reanclanșat cu un nou impuls de curent prin C2, după ce s-a înlăturat scurtcircuitul și s-a apăsat scurt S1. Condensatorul C2 previne, de asemenea, o suprasarcină în cazul apăsării lui S1 pe perioada cât se menține scurtcircuitul. Când S1 este deschis, condensatorul se descarcă prin R1. Dioda D1 (polarizată prin R2) indică deconectarea circuitului.

Schema pentru încărcătorul de baterii diferă într-o singură privință de cea descrisă anterior: la conectarea alimentării, releul nu este alimentat printr-un condensator, ci de către baterie, prin D4. În cazul în care bateria e atât de descărcată încât nu poate furniza curent suficient pentru acționarea releului, acesta poate fi acționat prin C3-R4, apăsând scurt S2.

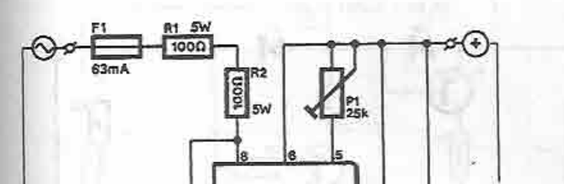
Valoarea rezistoarelor de polarizare R2 și R3 depinde de LED-ul utilizat și de tensiunea de alimentare. Tensiunea releului trebuie, de asemenea, corelată cu tensiunea de alimentare.

071 *Alimentare de la rețea cu un singur cip*

CI tip HV-2405E, produs de Harris, împreună cu câteva componente externe conectate ca în schemă, permit obținerea unei tensiuni continue stabilizate de 5 ÷ 24 V direct de la rețeaua de curent alternativ de 100 ÷ 260 V. Curentul de ieșire de vârf al dispozitivului este de 50 mA.



Cipul conține un preregulator care asigură încărcarea lui C2, o capacitate destul de mare, la începutul fiecărei perioade a tensiunii rețelei. Încărcarea continuă până când tensiunea pe condensator a atins un nivel care este aproximativ valoarea dorită plus 6 V.



Când se atinge această stare, C2 oferă tensiunea necesară regulatorului serie, conținut de asemenea de circuitul integrat. Ieșirea acestui regulator se poate regla, între 5 V și 24 V, cu P1 și este disponibilă la pinul 6.

Curentul de sarcină va descărca într-o oarecare măsură condensatorul C2, dar

preregulatorul asigură reîncărcarea corespunzătoare a acestuia în timpul fiecărei perioade a tensiunii rețelei.

ATENȚIE ! Întrucât circuitul și ieșirea sa sunt conectate galvanic la rețea, orice aparat conectat la circuit este, prin urmare, de asemenea la potențialul rețelei. Aveți mare grijă atunci când lucrați cu el: atingerea anumitor părți constituie un pericol mortal!

072 *Încărcător automat de baterii (II)*

Menținerea bateriei mașinii constant încărcată pe timpul în care mașina nu este folosită mărește apreciabil durata de viață a bateriei. Încărcarea este, desigur, posibilă doar în garaj. Încărcătorul descris aici furnizează un curent de încărcare constant, care poate fi aplicat bateriei prin mufa brichetei de bord.

Încărcătorul constă dintr-un transformator de rețea, Tr1, puntea redresoare B1 și condensatorul de filtraj C1. Curentul de încărcare care trece prin regulatorul IC1 și prin rezistențele înseriate comutabile este: 107 mA (47 Ω); 230 mA (22 Ω); 500 mA (10 Ω); 1 A (5 Ω).

Diodele D1 ÷ D4 indică poziția comutatorului. Tranzistorul T1, R1 și D5 asigură strălucirea constantă a diodelor.

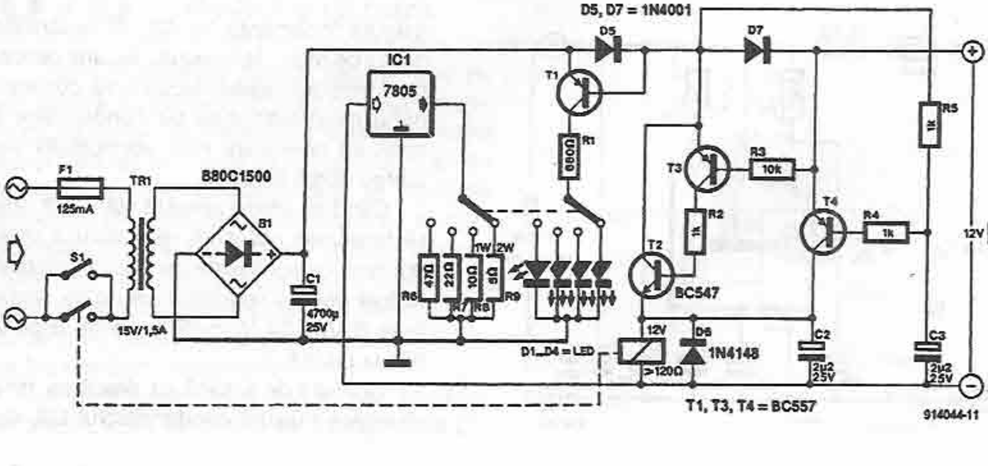
Când bateria nu este conectată, releul nu este acționat iar circuitul este decuplat de la rețea.

Când bateria este conectată, C3 se încarcă, T4 se deschide și se activează releul. Se produce cuplarea la rețea și bateria se va încărca prin D7. Căderea de tensiune apărută pe D7 determină deschiderea lui T3 și T2, astfel că releul rămâne în continuare acționat. Tranzistorul T4 se blochează, colectorul său fiind la +12 V. Prin rezistorul R5 se menține încărcat C3, astfel că tranzistorul T4 rămâne blocat.

Pentru ca încărcătorul să poată funcționa și cu baterii complet descărcate, contactul releului poate fi șuntat de S1, ceea ce permite conectarea manuală a încărcătorului.

Observați că, în timpul încărcării constante a bateriilor acide cu plumb, există riscul descompunerii apei în hidrogen și oxigen, iar aceasta va duce la reducerea cantității de lichid din interiorul bateriei. Întrucât la bateriile etanșe nu se poate face completarea pe la partea superioară, încărcătorul de față nu se va folosi pentru acest tip de baterii.

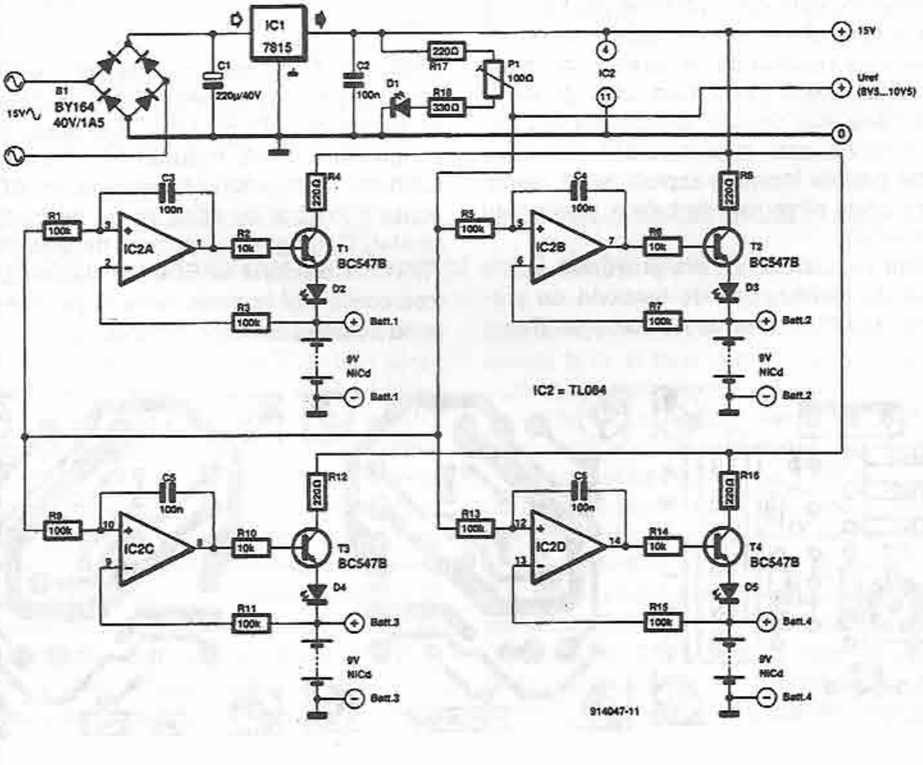
De asemenea, nu folosiți un curent mai mare decât cel necesar: în majoritatea cazurilor este suficient curentul de 100 mA. Curenții mai mari sunt destinați încărcării bateriilor NiCd mari.



073 Încărcător de baterii NiCd de 9 V

Sursa de alimentare stabilizată și cele patru surse de curent identice prezentate în schemă permit încărcarea simultană a patru baterii NiCd de 9 V. Potențialul cursorului lui P1 impune tensiunea la care se vor încărca bateriile: o metodă neobișnuită, dar eficientă. Potențialul cursorului este aplicat de asemenea la intrările neinversoare ale celor patru comparatoare, IC2a ÷ IC2d, prin rezistoare de 100 kΩ. Când tensiunea bateriei este prea mică, comparatorul asociat basculează, ceea ce determină deschiderea tranzistorului aferent, deci bateria se încarcă. Viteza de comutare a comparatorului este încetinită de un condensator care șuntează amplificatorul operațional (când o baterie se încarcă, tensiunea sa electromotoare crește). Tensiunea de încărcare, rezultată ca urmare a curentului prin baterie sau baterii, poate crește până la nivelul fixat cu P1. Când este atins acest nivel, circuitul respectiv se blochează, iar t.e.m. a bateriei scade aproape instantaneu. Aceasta poate determina din nou conectarea curentului de încărcare, ducând la creșterea tensiunii de încărcare la nivelul stabilit cu P1. Pentru a preveni această funcționare oscilatorie, condensatorul conectat pe AO dă posibilitatea stabilizării bateriei. Dacă, după o scurtă temporizare, tensiunea bateriei se dovedește a fi prea mică, se va conecta din nou curentul. Condensatorul va asigura atunci circulația curentului pentru un anumit interval de timp, indiferent de t.e.m. a bateriei (în definitiv, bateria nu era complet încărcată).

LED-urile din circuitele de emitor ale tranzistoarelor dau o indicație vizuală a conectării / deconectării curentului de încărcare. Când bateria este aproape complet descărcată, LED-ul va lumina continuu; când încărcarea este aproape completă, curentul de încărcare se întrerupe tot mai des, astfel că LED-ul începe să pâlpâie. Cu cât se află mai aproape de încărcarea completă, cu atât mai repede va pâlpâi

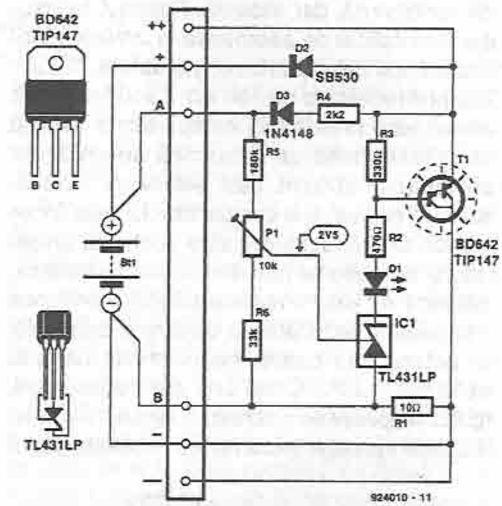


LED-ul. Când frecvența este de aproximativ 1 Hz, bateria este complet încărcată.

Circuitul necesită o tensiune alternativă de 15 ÷ 18 V; consumul este de aproximativ 150 mA.

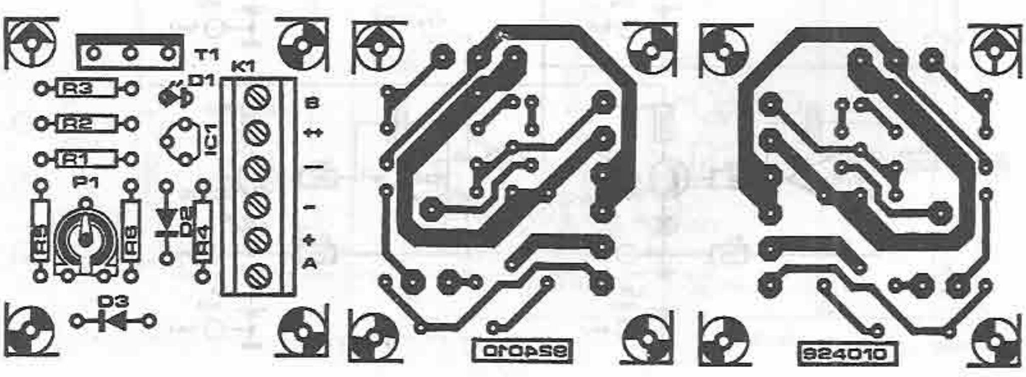
074 *Regulator pentru baterii, pentru sisteme cu energie solară*

Deși tipurile mai noi de celule solare au devenit disponibile abia de curând, cele clasice (amorfe) ne vor mai însoți o bună bucată de vreme, în special datorită costului lor scăzut. Majoritatea bateriilor solare bazate pe tehnologia amorfă au o rezistență internă relativ ridicată, care determină mari diferențe între tensiunile de ieșire în sarcină și în gol. Dacă se folosește o baterie reîncărcabilă ca dispozitiv de stocare a energiei, un circuit regulator de tensiune asigură încărcarea bateriei când tensiunea de ieșire a celulei este ridicată, și constituie o sarcină minimă la bornele bateriei atunci când tensiunea de ieșire a celulei este scăzută.



Pentru sisteme relativ mici de energie solară, o soluție viabilă este regulatorul derivație (sau „șunt"). Cu excepția unei singure diode (Schottky), nu este conectat nimic între bateria solară și acumulator. Întrucât tensiunea de alimentare este furnizată de un panou solar, regulatorul funcționează întotdeauna, chiar și atunci când bateria este complet descărcată sau deconectată. Aceasta constituie cea mai bună protecție posibilă împotriva supratensiunii pentru toate circuitele alimentate de bateria solară (sau aria de celule).

Inima regulatorului șunt prezentat aici e formată de stabilizatorul de tensiune de precizie tip TL431LP produs de National Semiconductor. Când tensiunea de ieșire a bateriei solare crește peste nivelul stabilit cu P1, apare un curent prin R3-R2-D1. Când acest curent atinge circa 5 mA, tranzistorul T1 începe să conducă. Tranzistorul folosit aici, un BD642, poate fi înlocuit cu orice alt tip de tranzistor similar, Darlington de putere, de exemplu cu TIP147. Colectorul lui BD642 este conectat în mod convenabil la masă, ceea ce permite montarea acestuia direct pe radiator.



Deoarece regulatorul este capabil să sunteze curenți destul de mari, a fost prevăzut cu intrări de reacție separate, „A" și „B", pentru supravegherea tensiunii acumulatorului. Bateria solară se conectează la terminalele „++" și „– –". Rezistorul R4 limitează curentul prin D3 în eventualitatea în care cedează dioda serie de putere D2. Nedesenate în schemă, dar necesare din motive de protecție, sunt siguranțele fuzibile înseriate cu acumulatorul și cu sarcina. De asemenea, nu uitați să conectați un eclator de supratensiune în paralel cu bateria solară. Dioda Schottky folosită aici, SB530 (Conrad), permite un curent de maxim 5 A. Pentru curenți de ieșire ai panoului solar de cel mult 3 A, se poate înlocui cu mult mai cunoscuta 1N5401 (care, din păcate, are tensiunea directă ceva mai ridicată). Apropo de valori nominale: radiatorul pe care se fixează tranzistorul de putere trebuie să aibă rezistența termică de 1,5°K / W sau mai mică, caz în care se poate lucra fără probleme cu niveluri ale puterii disipate de până la 40 W. Pentru aplicații de putere foarte mare, conectați în paralel un număr de tranzistoare Darlington de putere, și interconectați-le emitorii prin rezistoare de echilibrare a curenților, de 0,22 Ω . Evident, pentru a face față puterii disipate sporite, dimensiunile radiatorului trebuie mărite corespunzător.

Cu valorile date în schemă, domeniul de reglaj pentru tensiunea acumulatorului este 13,4 ÷ 17,6 V. Acesta se situează în zona superioară pentru majoritatea acumulatoarelor (acide cu plumb sau tipul cu gelatină), care nu suportă prea bine încărcări la tensiuni mai mari de 13,8 V. Circuitul poate fi modificat pentru o plajă de tensiuni de ieșire de circa 11 ÷ 16 V impunând: R5 = 220 kΩ, R6 = 47 kΩ; P1 = 25 kΩ.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 10 Ω
R2 = 470 Ω
R3 = 330 Ω
R4 = 2,2 kΩ
R5 = 180 kΩ
R6 = 33 kΩ
P1 = 10 kΩ semireglabil tip H

Semiconductoare:
T1 = TIP147 sau BD642
D1 = LED
D2 = SB530
D3 = 1N4148

Circuite integrate:
IC1 = TL431LP

Diverse:
K1 = regletă de borne cu implantare, cu 6 căi, pasul 5 mm

075 *Stabilizator cu diferență mică de tensiune (I)*

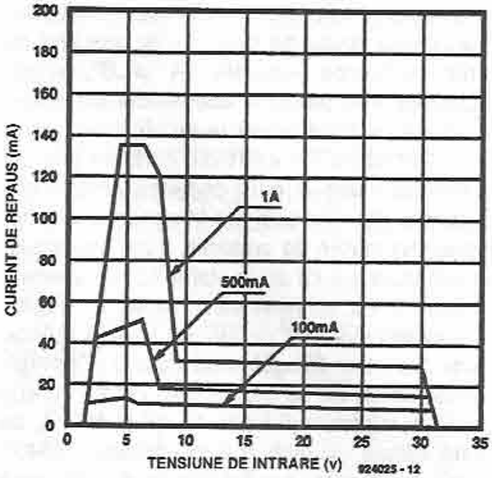
Dacă este necesară obținerea unei tensiuni continue stabile de 5 V pornind de la o sursă de tensiune scăzută, circuitul 4805 al firmei SGS Thomson este probabil cel mai potrivit CI stabilizator disponibil în prezent. Foarte cunoscutul 7805 nu funcționează prea bine cu alimentare mai mică de aproximativ 8 V. Circuitul 4805, în schimb, are nevoie de o tensiune de intrare cu numai 0,5 V mai mare decât tensiunea de ieșire. Fila de catalog a acestuia susține că tensiunea de ieșire rămâne stabilă cât timp tensiunea de intrare nu coboară sub 5,7 V. Între noi fie vorba, această tensiune este pentru cazul cel mai defavorabil, când curentul de ieșire este de 400 mA. În practică, deci, regulatorul lucrează bine, în mod normal, cu tensiuni de intrare care coboară până la 5,4 V.

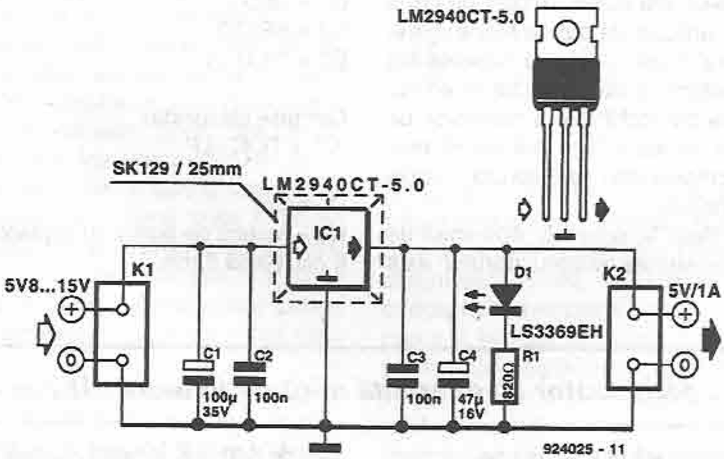
Ce facem în situația în care curentul de ieșire depășește 400 mA? În acest caz, și pentru curenți de ieșire până la 1 A, LM2940T pare să fie cea mai bună soluție disponibilă. Acest CI produs de National Semiconductor se livrează în trei variante: 5 V, 8 V și 10 V. Versiunea de 5 V, care ne interesează în mod special aici, are codul LM2940T-5. Aceste CI sunt compatibile pin cu pin cu 7805 și 4805, ceea ce face posibilă modernizarea prin mijloace simple a unei surse bazate pe unul din aceste dispozitive.

Pentru o prezentare completă, în schemă se prezintă o structură simplă de sursă de 5 V. Singurul parametru important aici este capacitatea condensatorului de decuplare, C4. Conform datelor de catalog, valoarea sa nu trebuie să fie mai mică de 22 µF, pentru asigurarea stabilității corecte.

Dacă tensiunea de intrare nu depășește circa 7,5 V, **nu** este necesar radiator termic. Dacă stabilizatorul trebuie să lucreze la tensiuni de intrare mai mari și la curentul maxim de ieșire, este obligatorie folosirea unui radiator dimensionat corespunzător. Un radiator de 6,5°C / W este potrivit pentru tensiuni de intrare până la 15 V și curent de ieșire maxim, sau pentru tensiuni de intrare până la 25 V și curent de 500 mA. Tensiunea de intrare pentru cel mai defavorabil caz este de 5,8 V.

LM2940T, ca și 7805, este protejat la scurtcircuit, dar absoarbe un curent de repaus relativ ridicat, după cum reiese din graficul caracteristicilor.





076 *Protecție crowbar*

Foarte multe componente electronice, în special active, nu pot face față supratensiunilor prea mari. Prevenirea „sucombării" de o moarte prematură a circuitelor scumpe, din cauza tensiunilor prea mari, face ca circuitul de protecție la supratensiune să nu mai pară un lux. Astfel de protecții trebuie să acționeze prompt, altfel catastrofa se produce înaintea oricărei posibilități de a reacționa. Așadar, releele (lente) nu sunt adecvate acestui scop.

Circuitul prezentat aici, așa numitul „crowbar" (rangă), conține câteva componente cu acțiune rapidă. Este destinat a fi conectat între sursa de alimentare și aparatul de protejat.

Circuitul se bazează, cum ar veni, pe forța brută: când tensiunea sursei crește prea mult,

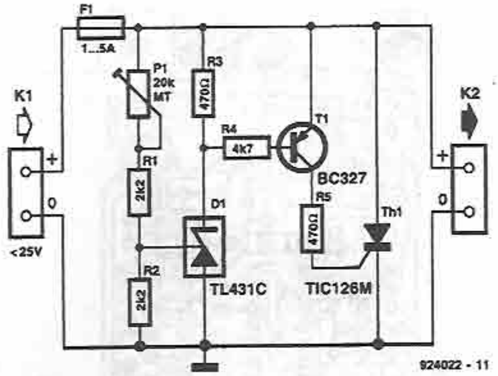
un tiristor scurtcircuitează ieșirea. Aceasta înseamnă că supratensiunea este imediat eliminată de la bornele aparatului conectat și, de asemenea, se arde siguranța F1. Într-adevăr, forță brută!

Tensiunea la care intră în acțiune protecția crowbar se reglează între 5 V și 25 V, cu P1. Aceasta se face după cum urmează:

1. Puneți P1 pe poziția de rezistență maximă.

2. Înlocuiți temporar siguranța cu o punte din sârmă și conectați circuitul crowbar la o sursă de tensiune reglabilă. Stabiliți limitarea de curent a acestei surse la 1 A și tensiunea de ieșire la valoarea dorită pentru intrarea în acțiune a protecției crowbar.

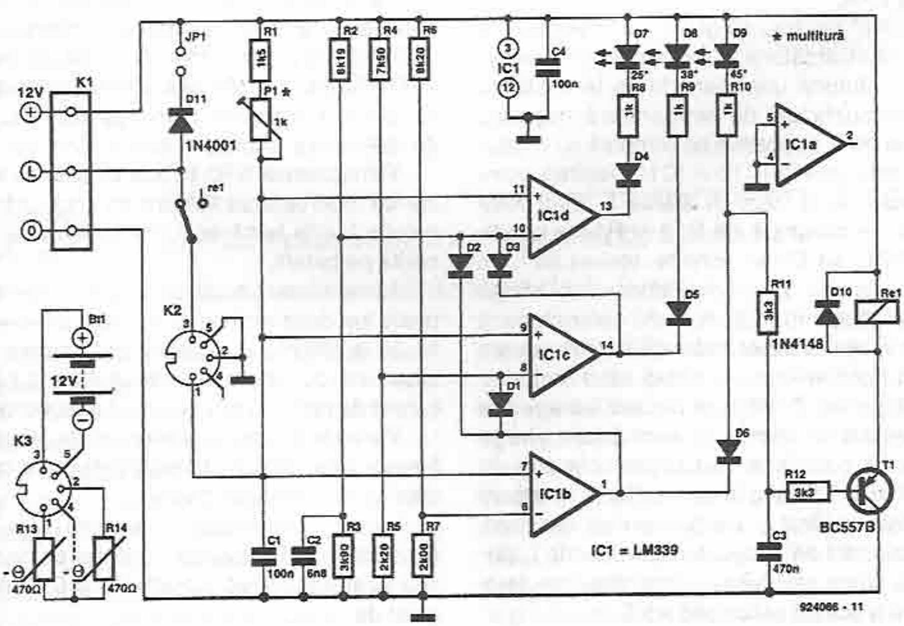
3. Rotiți P1 înapoi, încet, până când amorsează tiristorul, adică până când acționează limitatorul de curent al sursei.

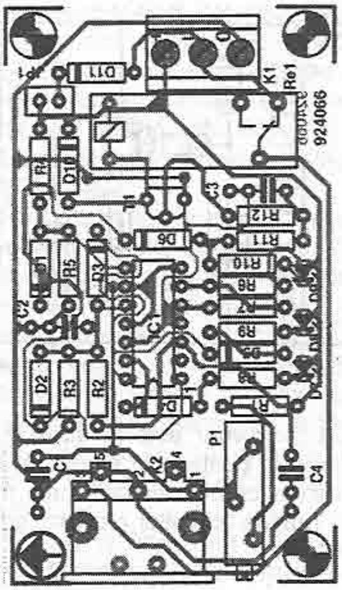


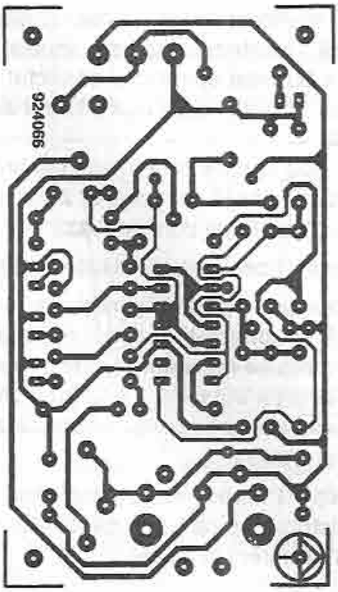
Circuitul crowbar este în acest moment reglat. Înlocuiți puntea din sârmă cu o siguranță fuzibilă (curent nominal max. 5 A). În stare de repaus, circuitul crowbar consumă circa 1 mA).

077 *Supravegherea temperaturii bateriilor NiCd*

Circuitul de supraveghere a fost conceput special pentru asistarea încărcării rapide a bateriilor NiCd. Majoritatea încărcătoarelor rapide disponibile în varianta comercială nu au senzor de temperatură, deși temperatura este un factor important la încărcarea rapidă a bateriilor NiCd.







Conform datelor de catalog oferite de producători, temperaturile pentru diferitele stări ale bateriilor NiCd ar fi, în linii mari, următoarele: (a) 30°C – pe jumătate încărcate; (b) 37°C – complet încărcate; (c) 48°C – la o supraîncărcare de 20%.

Circuitul de supraveghere se înseriază cu bateria și încărcătorul – temperatura se determină cu ajutorul unei perechi de termistoare NTC (cu coeficient de temperatură negativ). Ieșirea acestor dispozitive se compară cu nivelurile de referință în IC1b ÷ IC1d. Ieșirea comparatorului IC1d trece în starea L când temperatura – măsurată de R13 și R14 – crește peste 25°C, iar D7 se aprinde. Ieșirea lui IC1c trece în starea L când temperatura atinge 38°C, și se aprinde D8. Aceasta semnalizează că bateria este complet încărcată. În final, ieșirea lui IC1b trece în starea L atunci când temperatura atinge 45°C, situație în care se aprinde D9. Acesta e un semnal de alarmă care atrage atenția că bateria a fost supraîncărcată. În același timp, T1 trece în conducție, prin urmare releul este acționat și contactele sale deconectează curentul de încărcare. Curentul de încărcare se poate reconecta numai după ce temperatura a scăzut serios sub 45°C.

Diodele D1 ÷ D3 fac în așa fel încât numai unul din cele trei LED-uri să poată fi aprins la un moment dat. Circuitul se calibrează cu P1, pentru a asigura aprinderea LED-urilor la temperaturile corecte.

Când circuitul de supraveghere se conectează la încărcător, curentul de încărcare, care inițial circulă prin K1, trebuie să treacă prin K2 și K3. Bateria trebuie, prin urmare, conectată la K2 și K3. Terminalele termistoarelor NTC sunt, de asemenea, cuplate la acești conectori.

Termistoarele NTC trebuie cuplate cu baterii într-un mod care să asigure un contact bun. O soluție foarte bună ar fi montarea lor permanentă pe baterii.

Alimentarea circuitului de supraveghere se poate lua de la încărcător, fie de la pinul +12 V, fie de la pinul L. În al doilea caz, trebuie scurtcircuitate bornele JP1. Circuitul absoarbe un curent de circa 15 mA cu releul neacționat.

Variațiile sursei de alimentare nu afectează funcționarea, întrucât termistoarele sunt conectate într-o conexiune punte.

Varianta prezentată în schemă este destinată folosirii cu baterii de 12 V. Se poate modifica pentru folosirea cu baterii de 6 V în locul celor de 12 V.

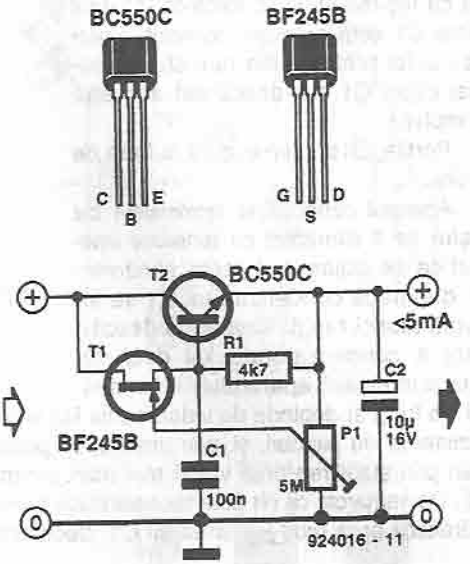
078 *Stabilizator cu diferență mică de tensiune (II)*

În prezent, singurele motive pentru care nu se folosește un regulator de tensiune într-o sursă de alimentare sunt: Nu am unul la îndemână; Am nevoie de o tensiune „ciudată"; Vreau să mențin consumul de curent la valori minime.

Stabilizatorul prezentat în schemă este potrivit pentru curenți de 5 ÷ 10 mA. Cele două tranzistoare absorb un curent neînsemnat. Diferența de tensiune intrare-ieșire depinde de curentul de sarcină și se situează între 0,5 V și 1,4 V. Tensiunea de sarcină se poate regla între 1,8 și 8 V.

În momentul conectării nu există tensiune în sursa lui T1, astfel că FET-ul va conduce. Amplificatorul de curent T2 primește curent de bază și intră în conducție. Această combinație dă posibilitatea preluării tensiunii de referință (de poartă) printr-un potențiometru cu rezistență mare. Curentul de repaus depinde de nivelul fixat pentru tensiunea de ieșire: la 5 V, este de numai 1 µA.

Când T2 trece în conducție, tensiunea de ieșire urcă la valoarea stabilită. Potențialul bazei lui T2, deci și al sursei lui T1, se menține la o valoare cu 0,6 V mai ridicată decât tensiunea de ieșire. Poarta lui T1 este conectată la cursorul lui P1, la care creșterea de tensiune este mai mică decât cea a tensiunii de ieșire, deoarece potențiometrul lucrează ca divizor de tensiune.



În consecință, poarta lui T1 devine din ce în ce mai negativă în raport cu sursa. Se atinge în scurt timp un echilibru, FET-ul reducând curentul de bază al lui T2 în așa fel încât să se asigure stabilitatea tensiunii de ieșire.

În condiții normale, variația tensiunii de ieșire în raport cu curentul de sarcină este de ordinul a 9 mV / mA.

079 *Conectare prin atingere și deconectare automată a echipamentelor alimentate de la baterie*

Acest circuit convenabil este destinat aparatelor alimentate cu baterii. Are funcția de circuit pentru conectarea senzorială a alimentării și deconectarea după o temporizare dată. Fig. 1 prezintă schema pentru aplicații care solicită numai câțiva miliamperi. Fig. 2 este identică, cu excepția FET-ului suplimentar de ieșire, care permite comutarea a maximum 300 mA.

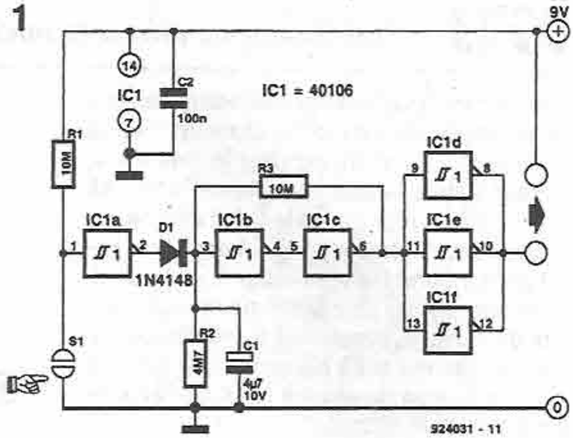
Componentele active sunt cele șase triggere Schmitt conținute într-un CI de tip 4016. Tasta senzorială constă din două plăcuțe conductoare care pot fi interconectate prin rezistența pielii. Când nu este atinsă tasta, R1 creează un „1" logic pe intrarea lui IC1a. Această poartă este urmată de o diodă, D1, care nu permite încărcarea lui C1 decât atunci când ieșirea lui IC1a este în „1". Când se atinge tasta, C1 se încarcă rapid. Condensatorul se descarcă apoi lent prin R2: starea lui este supravegheată de N2-N3-R3.

Șuntarea porților lui IC1b și IC1c prin rezistorul R3 mărește mult histerezisul intrării lui IC1b. Aceasta înseamnă că ieșirea lui IC1c trece în „1" abia când C1 este aproape complet încărcat, și își schimbă din nou starea numai când C1 s-a descărcat aproape complet.

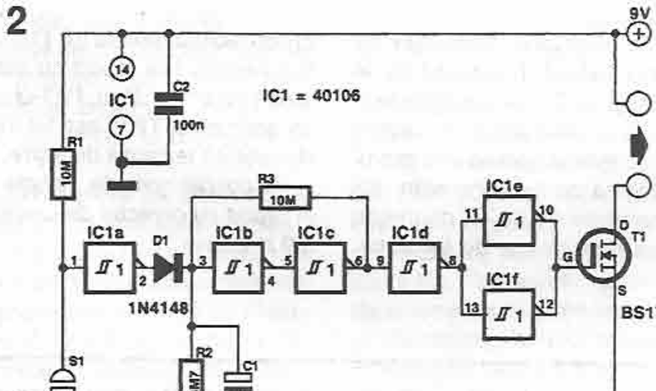
Porțile IC1d-f servesc ca buffere de ieșire.

Aparatul conectat la terminalele de ieșire va fi alimentat cu tensiune imediat ce se acționează tasta senzorială, deoarece condensatorul C1 se încarcă atunci rapid. Timpul de descărcare a condensatorului (și deci durata alimentării aparatului) este destul de lung și depinde de valoarea lui R2 și de rezistența de pierderi, și, prin urmare, se poate mări prin stabilirea unei valori mai mari pentru R2. De remarcat că nu este recomandabil să se mărească prea mult valoarea lui C1, deoarece ar crește timpul de încărcare și, ceea ce este mai rău, simpla atingere a tastei s-ar putea să nu mai fie suficientă. Când C1 este aproape complet descărcat, se produce decuplarea alimentării aparatului.

1



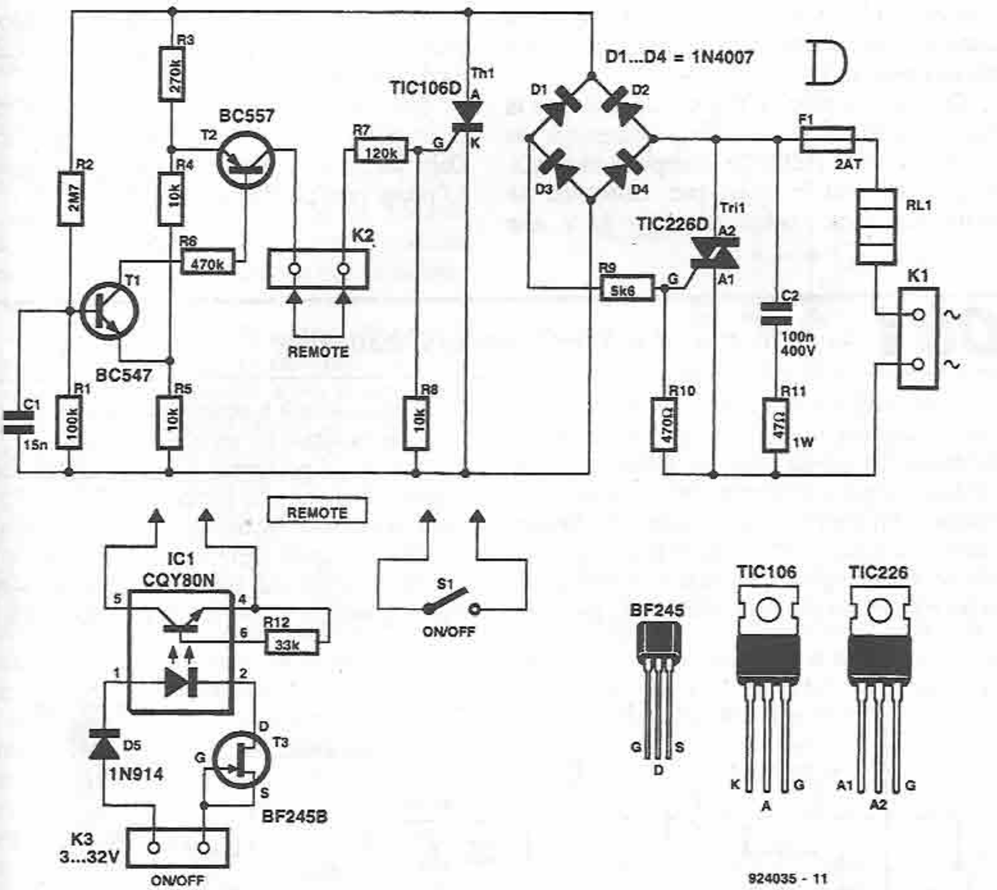
2



080 *Convertor 240 V c.a. – 110 V c.a.*

Din când în când pot fi întâlnite, în magazinele care vând aparatură second-hand, echipamente proiectate pentru alimentarea la 110 V c.a. (50 / 60 Hz). Dacă un astfel de aparat reprezintă o sarcină pur rezistivă, ca în cazul radiatorului electric, al letconului sau al creuzetului, circuitul descris în continuare se va dovedi util. Practic, acesta este un regulator care asigură pe ieșire tensiune efectivă de 110 V. Se poate fixa, bineînțeles, și o altă valoare pentru tensiunea de ieșire, dacă se dorește acest lucru.

Pentru a se obține 110 Vef pe sarcină,



unghiul de fază la care se amorsează triacul trebuie să fie aproximativ 110°. Nu există garanția că se va obține exact această valoare, cu valorile indicate în schemă: datorită toleranței diferitelor componente, unghiul ar putea diferi destul de mult, încât tensiunea efectivă va fi mai mare sau mai mică de 110 V. Este esențială, deci, verificarea valorii reale a tensiunii pe sarcină. *Aveți permanent în vedere faptul că circuitul conține tensiunea rețelei și poate constitui pericol de electrocutare mortală.*

Măsurarea unghiului de fază cu un osciloscop nu poate fi făcută – în condiții de siguranță – fără precauții speciale. Cea mai sigură și precisă metodă de măsurare a tensiunii pe sarcină este folosirea unui voltmetru de valoare efectivă reală (care indică valoare efectivă și pentru tensiuni nesinusoidale). Dacă tensiunea la bornele sarcinii nu este cea corectă, trebuie modificată valoarea lui R2.

Dacă nu aveți la dispoziție un voltmetru de valori efective reale, măsurarea se poate face într-un mod ceva mai primitiv. Folosiți ca sarcină un bec cu incandescență de 5 W / 240 V și plasați în apropierea lui un termometru. Conectați convertorul, așteptați până când se stabilizează indicația termometrului și notați această citire (dacă se depășește capătul de scală al termometrului, plasați-l puțin mai departe de bec). Fără a modifica distanța dintre termometru și bec, conectați un al doilea bec de 5 W / 240 V în serie cu primul. După ce s-a răcit suficient primul bec, conectați cele două becuri înseriate la rețeaua de 220 V (situație în care pe fiecare vom avea o cădere de tensiune de 110 V). Dacă, după un timp, indicația

termometrului este egală cu cea măsurată anterior, puteți fi destul de siguri că tensiunea efectivă este 110 V.

Convertorul poate fi cuplat / decuplat de la distanță prin conectarea unui comutator de 240 V la bornele REMOTE. Jumperul va trebui, desigur, eliminat în acest caz. Comanda se poate face și cu o tensiune de 3 ÷ 32 V, așa cum se arată în schemă. Acest circuit optocuplor prezintă marele avantaj al izolării circuitului de comandă față de rețea.

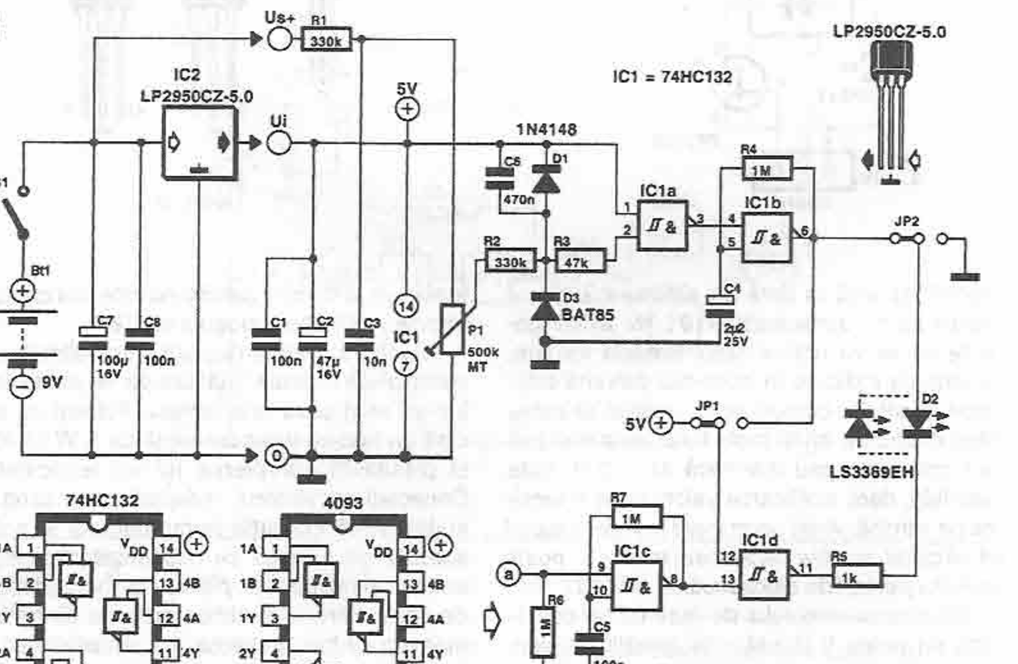
Dacă se folosește un triac de tip TIC226, convertorul poate furniza curenți până la 2 A. Dacă triacul se montează pe un radiator, curentul poate urca până la 4 A.

081 *Indicator al scăderii tensiunii bateriilor*

Valabilitatea indicațiilor instrumentelor de măsură alimentate de la baterie depinde, bineînțeles, de starea bateriei. Chiar și instrumentele simple sunt dotate, în acest scop, cu facilitatea (în mod normal, un buton) de testare a tensiunii bateriei. Char dacă starea bateriei poate fi supravegheată în mod constant, acest tip de testare nu prezintă prea multă garanție. Și, în plus, există instrumente care nu au nici un fel de facilitate de testare a bateriei.

Indicatorul prezentat în fig. 1 rezolvă toate aceste probleme. Cu jumperele JP1 și JP2 în pozițiile indicate, D2 servește inițial ca indicator cuplat / decuplat. LED-ul de curent redus va lumina constant atât timp cât bateria are tensiune suficient de mare, iar intrarea opțională de

1



alarmă (a) este inactivă. Când tensiunea bateriei scade sub valoarea fixată cu P1, se activează oscilatorul IC1b, iar D2 începe să lumineze intermitent, cu o frecvență de circa 0,5 Hz. Un al doilea oscilator se va activa dacă se aplică un nivel ridicat de tensiune la terminalul (a). LED-ul va „clipi" atunci cu frecvența de 10 Hz. Această indicație suplimentară este adeseori necesară pentru a avertiza utilizatorul asupra unei erori de funcționare.

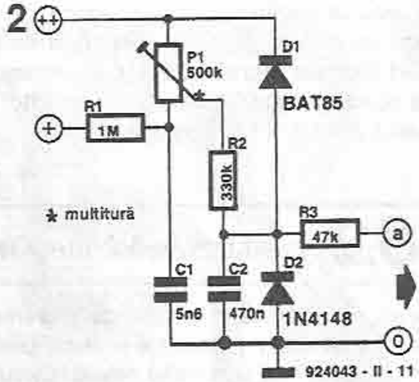
Când JP1 și JP2 se află pe cealaltă poziție, nu există indicația cuplat / decuplat; curentul de repaus scade de la circa 4 mA la câțiva µA. În acest caz, terminalele diodei D2 trebuie inversate (cum se arată prin linie punctată).

Circuitul utilizează porțile NAND ale unui CI de tip 74HC132, care este adecvat pentru tensiunile de alimentare, U_i, de 2 ÷ 6 V. Întrucât punctul de comutare al indicatorului depinde de tensiunea de alimentare conectată la U_i, aceasta trebuie să fie stabilizată. Este, desigur, posibil, și chiar de preferat, să se conecteze U_i la sursa stabilizată a respectivului instrument de măsură. Aici s-a presupus folosirea unei surse independente de +5 V. Deoarece regulatorul, IC2, este cu diferență mică de tensiune intrare-ieșire, tensiunea bateriei poate scădea până la aproximativ 5,5 V înainte ca stabilitatea tensiunii de ieșire (la U_i) să devină discutabilă.

Schema se poate adapta pentru lucrul la tensiuni de alimentare ridicate: dacă IC1 se înlocuiește cu un 4093, circuitul devine utilizabil la tensiuni de intrare, U_i, de maxim 18 V. Firește, rezistorul înseriat cu D2 va trebui să aibă o valoare diferită: de exemplu, pentru U_i = 15 V rezistorul R5 va lua valoarea 3,9 kΩ.

Tensiunea bateriei se aplică la intrarea lui IC1a prin divizorul de tensiune R1-P1. Dioda D1 protejează poarta împotriva tensiunii prea mari a unei baterii noi.

Deși funcția lui C5 s-ar putea să nu fie chiar evidentă, ea este esențială: condensatorul asigură, în momentul conectării alimentării, depășirea pentru scurt timp a pragului superior (circa 2,5 V) al lui IC1a. Prin aceasta, oscilatorul IC1b se resetează. După aproximativ o secundă, potențialul în punctul comun al lui R2-R3 reprezintă o măsură a stării bateriei. Dacă acest potențial se află sub 1,5 V (pragul inferior de comutare), oscilatorul se activează.



Dacă C6 nu ar fi fost în circuit, oscilatorul nu s-ar reseta la niveluri mai scăzute ale tensiunii bateriei, producând o indicație eronată, aceea de „tensiune insuficientă".

Potențiometrul semireglabil P1 (rezistența maximă) se reglează după conectarea unei surse de alimentare variabile la intrarea +Us și fixarea unui nivel de ieșire al acesteia la care circuitul ar trebui să intre în funcțiune, să zicem 6 V. Rotiți încet P1 până când D2 începe să lumineze intermitent. Intrarea de alarmă, a, poate fi adaptată pentru lucrul cu tensiuni *negative* ale bateriei, folosind circuitul dn figura 2. De fapt, cele două circuite pot monitoriza împreună o alimentare simetrică a bateriei: linia pozitivă prin intrarea +Us, iar cea negativă prin circuitul din fig. 2, conectat la terminalul a din fig. 1. Atunci când nivelul uneia din cele două baterii devine insuficient, dioda D2 începe să lumineze intermitent: cu frecvență de 0,5 Hz în cazul bateriei de +, și cu aproximativ 10 Hz în cazul bateriei –. Când ambele baterii au tensiuni necorespunzătoare, D2 „clipește" cu întreruperi.

Circuitul din fig. 2 ridică tensiunea negativă a bateriei deasupra nivelului masei. De remarcat că, datorită încărcării intrării, R6 din fig. 1 trebuie eliminată. Conectați linia ++ la U_i în fig. 1, linia + la terminalul negativ al alimentării simetrice de la baterii, iar 0 cu 0 din fig. 1.

Dacă toate conexiunile sunt corecte, curentul total absorbit va crește cu numai 10 µA peste cel al schemei din fig. 1 (presupunând două baterii de 9 V înseriate).

Semireglabilul P1 se ajustează în manieră similară celei descrise pentru P1 din fig. 1. Când este depășit pragul superior de comutare al lui

IC1c, poarta oscilează și D2 începe să lumineze intermitent. Resetul la conectarea alimentării (trecerea terminalului în „0") este asigurat de condensatorul C2. Acest condensator se descarcă prin D1 și liniile de alimentare.

Dioda D2 protejează circuitul IC1c împotriva tensiunilor negative, în timp ce condensatorul C1 previne declanșarea circuitului de vârfurile scurte de zgomot ce pot apărea pe tensiunea bateriei.

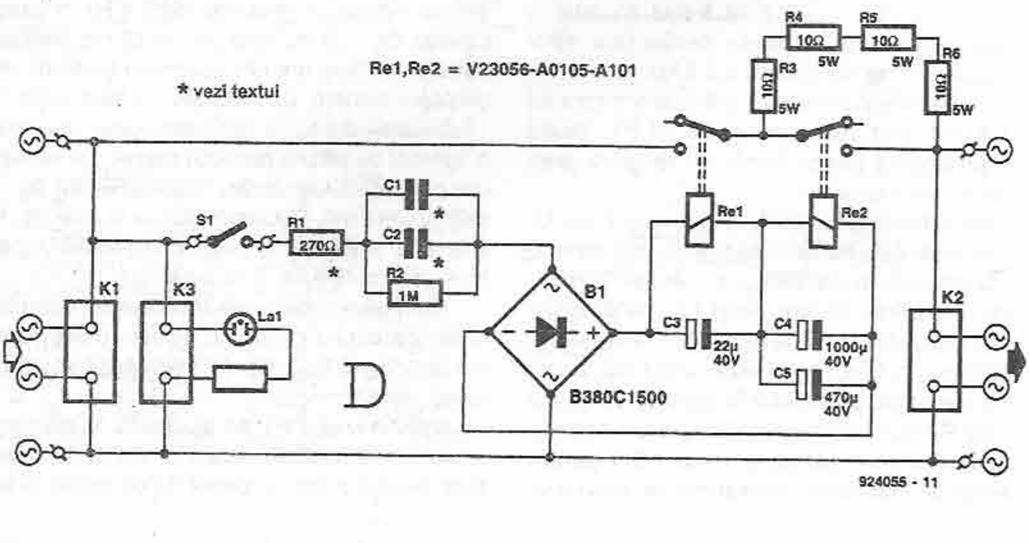
082 *Întârzierea conectării la rețea*

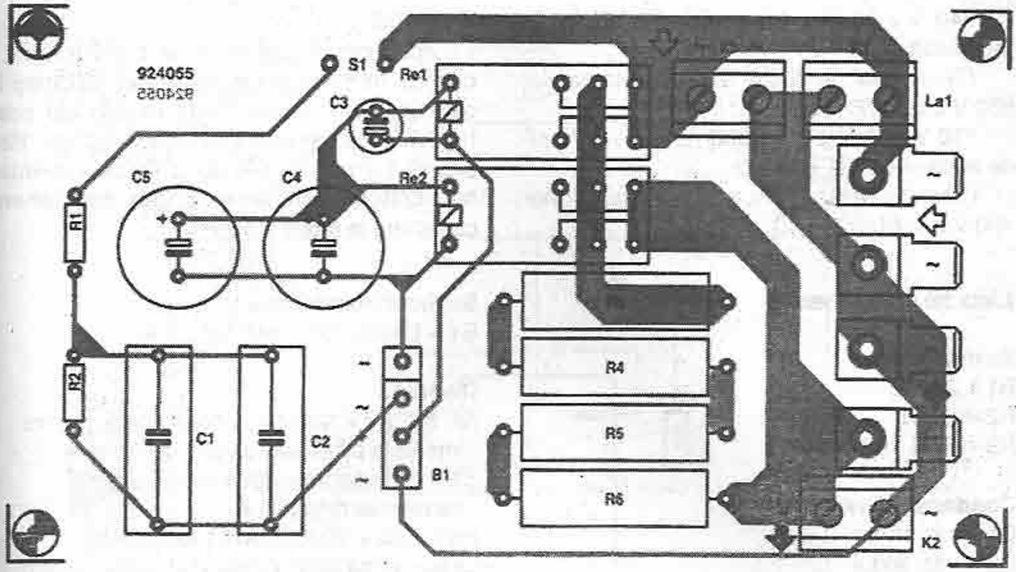
Acest circuit oferă o metodă de implementare a unui „soft-start" (conectare treptată) pentru sarcini de putere la tensiunea rețelei. Circuitul permite conectarea sarcinii la o comandă dată de la un mic comutator (de curent slab).

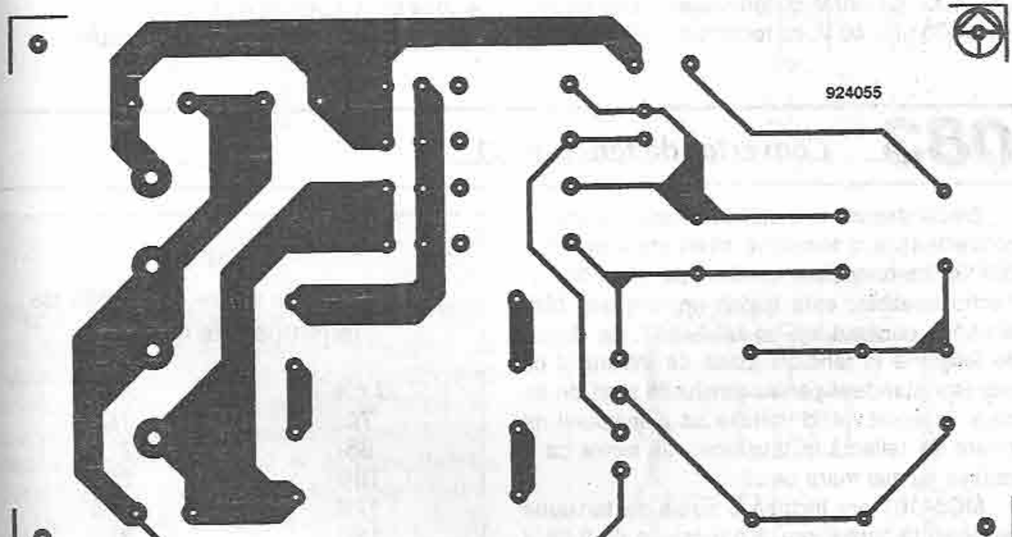
Sunt folosite două relee pentru a conecta sau șunta o serie de rezistoare de putere inserate între firul „cald" al rețelei și sarcină. Funcția „soft-start" se realizează prin conectarea în prima etapă a unui rezistor între rețea și sarcină, și scurtcircuitarea în a doua etapă a acestui rezistor, încât întreaga tensiune a rețelei să se aplice pe sarcină (echipament). Scopul pornirii treptate este de a preveni arderea siguranțelor ca rezultat al șocurilor foarte mari de curent.

Bobinele releelor sunt conectate în serie, și alimentate din tensiunea rețelei. Reactanța condensatoarelor C1 și C2 menține curentul prin bobine la aproximativ 27 mA, în timp ce tensiunea totală pe cele două bobine este de 48 V. Când se declanșează temporizarea cu S1, releul Re2 este acționat după Re1, deoarece bobina sa este șuntată de două condensatoare electrolitice mari, a căror încărcare ia ceva timp la curentul debitat de sursa de curent formată din tensiunea rețelei și grupul de condensatoare C1, C2. Când se acționează și Re2, contactul său scurtcircuitează rezistoarele de putere.

Simplitatea circuitului dă naștere unui dezavantaj minor: este necesar un timp de așteptare între deconectare și reconectare. Aceasta pentru a se da posibilitatea descărcării lui C4 și C5. În funcție de durata întârzierii cerute la conectare, valorile lui C4, C5 pot fi mărite într-o oarecare măsură. Trebuie remarcat, totuși, că impulsul de curent este limitat la aproximativ 5 A (la o tensiune a rețelei de 240 V) de către R3-R6, și că disipația rezultată atinge 1200 W pe patru rezistoare de 5 W!. Prin urmare, când se dorește o întârziere mai mare la conectare, trebuie folosite rezistoare de putere mai mare (placa de circuit imprimat permite montarea unor tipuri suficient de mari, care pot fi plasate vertical).







Curentul consumat de circuit este practic cel prin bobinele înseriate ale releelor, adică circa 27 mA. Curentul prin becul cu neon este neglijabil.

Releele specificate au contactele dimensionate pentru 16 A. Dacă există temeri că regletele de borne cu montare pe cablaj și lipiturile lor nu fac față curentului de sarcină, se pot folosi în locul lor cosele pentru papuci de cablu (pentru conexiuni rapide) aflate în paralel.

În sfârșit, valorile câtorva componente depind de tensiunea rețelei și de frecvență, după cum urmează:

220 V / 50 Hz: C1 = 330 nF; C2 = 220 nF

230 V / 50 Hz: C1 = 470 nF; C2 = nu se montează

240 V / 50 Hz: C1 = 470 nF; C2 nu se montează

(Tensiunea de lucru a condensatoarelor: 630 V c.c. / 250 V c.a.)

110 V / 60 Hz: C1 = 680 nF; C2 = 470 nF; de asemenea, R1 = 120 Ω

(Tensiunea de lucru a condensatoarelor: 400 V c.c. / 130 V c.a.)

ATENȚIE!

Acest circuit este conectat direct la rețea, și conține tensiuni periculoase. Nu efectuați lucrări asupra circuitului, sau reglaje ale acestuia, în timp ce este conectat la rețea. Respectați toate măsurile de protecție referitoare la lucrul cu echipamente sau componente conectate la rețea.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 270 Ω
R2 = 1 MΩ
R3 ÷ R6 = 10 Ω / 5 W

Condensatoare:
C1 = vezi textul
C2 = vezi textul
C3 = 22 μF / 40 V, cu terminale de implantare
C4 = 1000 μF / 40 V, cu terminale de implantare
C5 = 470 μF / 40 V, cu terminale de implantare

Semiconductoare:
B1 = B380C1500 (380 V / 1,5 A)

Diverse:
K1, K2, K3 = regletă cu două borne, pentru montare pe cablaj, cu pas de 7,5 mm
S1 = comutator cu două poziții, pentru tensiunea rețelei, 1 A
Re1, Re2 = V23056-A101 (Siemens)
La1 = lampă neon cu rezistor inclus, pentru montare pe șasiu
4 cose pentru papuci de cablu, cu înșurubare, pentru montare pe cablaj

083 *Convertor de tensiune (I)*

Blocul descris în continuare este capabil să convertească o tensiune alternativă de 70 ÷ 260 Vef într-o tensiune continuă de 180 ÷ 350 V. Pentru aceasta, este folosit un redresor bialternanță, conținut într-un MC34161, ca dublor de tensiune la tensiuni joase de intrare și ca redresor standard pentru tensiunile mari de intrare. În acest fel, o variație x4 a tensiunii de intrare se reflectă în tensiunea de ieșire ca o variație nu mai mare de x2.

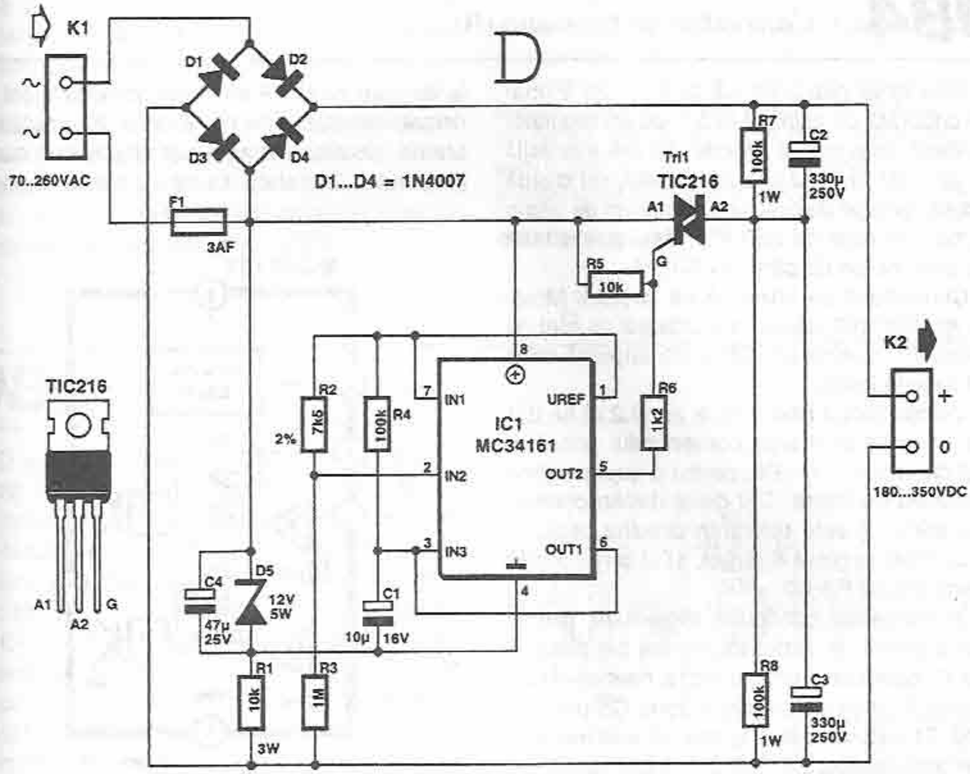
MC34161 are inclusă o sursă de tensiune de referință care livrează o tensiune de 2,54 V la pinul 1. Nivelul semnalului aplicat la pinul 2 se compară intern cu o tensiune de 1,27 V.

Divizorul de tensiune R2-R3 asigură schimbarea stării comparatorului intern de creșterea tensiunii de intrare peste 135 V: pinul 5 trece în „1" logic. Potențialul la pinul 2 este mai mic decât 1,27 V. Triacul se blochează și deconectează legătura mediană dintre cele două condensatoare de ieșire, C2 și C3, astfel că dublarea de tensiune nu se mai poate produce. Diodele D1 ÷ D4 lucrează ca redresor normal în punte.

Tabel 1
Tensiunea de ieșire în funcție de tensiunea de intrare

U c.a.	U c.c.
70	180
85	218
100	260
125	325
160	212
175	233
200	270
220	291
240	320
260	350

Când tensiunea de intrare este mai mică de 135 V, potențialul pinului 2 se menține deasupra valorii de 1,27 V: tranzistorul intern de la



924075 - 11

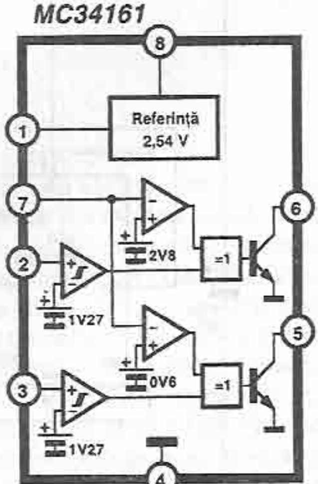
pinul 6, în această situație, este blocat. Datorită lui R4, pinul 3 se află la potențialul de referință de 2,54 V. Aceasta duce la deschiderea tranzistorului intern de la pinul 5, astfel că triacul trece din stare de blocare în stare de conducție. Diodele D2 și D3 și condensatoarele C2 și C3 vor funcționa ca dublor de tensiune.

Dioda Zener D5, împreună cu R1 și C4, asigură alimentarea CI de la o sursă stabilă de 12 V. Timpul necesar trecerii circuitului din redresor standard în dublor de tensiune este determinat de R4-C1.

Tensiunea de lucru a condensatoarelor C2 și C3 trebuie să fie ≥ 250 V.

Atenție: Circuitul conține tensiuni ridicate și trebuie tratat, prin urmare, cu cea mai mare atenție.

MC34161



924075 - 12

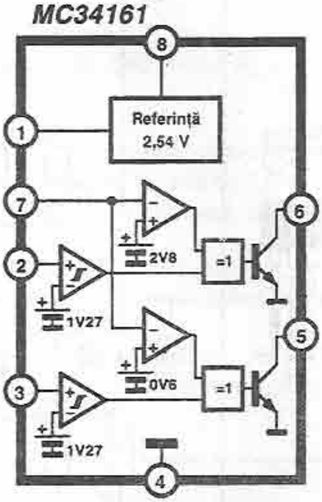
084 *Convertor de tensiune (II)*

Deși tensiunea continuă de 9,5 ÷ 24 V poate fi coborâtă cu ușurință la 5 V cu un regulator standard, convertorul descris aici are avantajul că, întrucât lucrează în comutație, nu disipă căldură aproape deloc. Curentul maxim de regim permanent este de 250 mA, deși poate face față unor vârfuri de până la 750 mA.

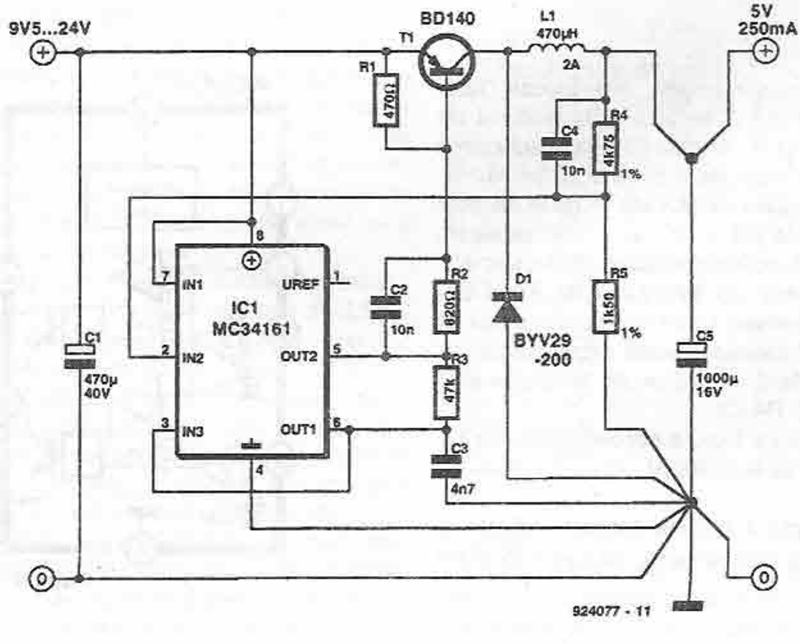
Convertorul se bazează pe circuitul Motorola tip MC34161, căruia i s-a adăugat un etaj de putere, T1. Bobina L1, C5 și D1 suprimă orice ondulație la ieșire.

Comparatorul intern de la pinul 2 al lui IC1 este conectat la ieșirea convertorului prin divizorul de tensiune R4-R5, pentru a supraveghea tensiunea de ieșire. Cel de-al doilea comparator (pinul 3) este utilizat în circuitul oscilator și conectat la pinul 6 direct, și la pinul 5 prin intermediul lui R3-C3.

În momentul conectării alimentării, ieșirea convertorului, și astfel tensiunea pe pinul 2, este 0; oscilatorul funcționează normal. Tranzistorul T1 încarcă condensatorul C5 prin L1. Când T1 este blocat, L1 asigură o alimentare cu energie pentru C5, prin D1. Când tensiunea la bornele lui C5 a atins un nivel suficient de ridicat, comparatorul de la pinul 2 își schimbă starea. Oscilatorul este comandat în blocare pe pinul 6, astfel că T1 se va bloca din nou.



924077 - 12



924077 - 11

După ce se descarcă suficient condensatorul C5, tensiunea la terminalele sale coborând sub un nivel prestabilit, oscilatorul se activează din nou, iar C5 se reîncarcă prin T1.

Valorile lui L1 și C5 determină frecvența de comutație: cu valorile din schemă, la tensiunea de intrare de 12 V și sarcină de 250 mA, frecvența este de 18 kHz. Cu inductanțe și tensiuni de intrare mai mari, frecvența scade.

Este esențial ca **toate** conexiunile la masă să fie preluate de la terminalul negativ al lui C5, așa cum se arată în schemă.

Inductanța este o bobină de șoc standard pentru triacuri, căreia trebuie să i se adauge un număr de spire. Dacă inductanța șocului este L [μH] și numărul său de spire n, numărul de spire necesar pentru bobina convertorului este dat de: $n' = n\sqrt{470/L}$.

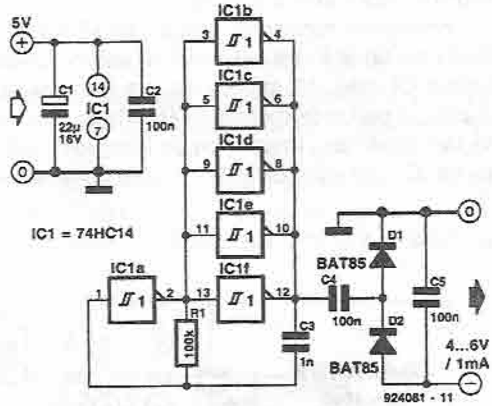
085 *Inversor de tensiune*

O tensiune negativă de alimentare se poate obține cu ajutorul unui CI inversor special, dar aceste CI nu sunt disponibile întotdeauna. Din fericire, în cazul în care curentul consumat nu este prea mare, se poate folosi un cip standard HC-MOS. Circuitul de față se bazează pe un CI 74HC14, care conține șase triggere Schmitt, ale căror porți combinate pot furniza un curent de ieșire destul de mare. În plus, aceste circuite pot fi făcute să oscileze cu ușurință.

Comutarea în paralel este, totuși, o problemă la triggerele Schmitt, chiar dacă provin din același cip. Problema se pune în mod acut în cazul semnalelor lente de intrare. În circuitul descris aici această problemă a fost rezolvată prin comandarea intrării comutate în paralel cu ajutorul unei porți care nu face parte din grupul circuitelor cuplate în paralel. Întrucât acesta este tot un trigger Schmitt, semnalul de ieșire are fronturi abrupte.

Porțile comutate în paralel formează, împreună cu IC1a, un generator de semnal dreptunghiular, a cărui frecvență de ieșire este de aproximativ 125 kHz. Semnalul de ieșire este convertit, cu ajutorul unei pompe de sarcină, într-o tensiune negativă de alimentare. Diodele folosite în acest scop sunt de tip Schottky care, datorită pragului lor redus de tensiune, nu reduc nivelul tensiunii de sarcină la fel de mult ca diodele cu siliciu.

În lipsa sarcinii, tensiunea de ieșire este de aproximativ 6 V, iar CI consumă un curent de



repaus în jurul a 100 μA.

Când sarcina este de circa 1 mA, tensiunea de ieșire scade la 4 V. Dacă se admite scăderea acesteia în continuare (până la jumătatea tensiunii de alimentare), se poate obține un curent de până la 10 mA. Nu se poate obține un curent mai mare de sarcină sau o cădere mai mică a tensiunii la ieșire prin mărirea capacității condensatorului din pompa de sarcină, deoarece CI nu reușește să le facă față. Mai rețineți că circuitul nu este protejat la scurtcircuit: IC1 nu-și va da duhul imediat, dar nu se află departe de aceasta.

086 *Încărcător experimental rapid pentru NiCd*

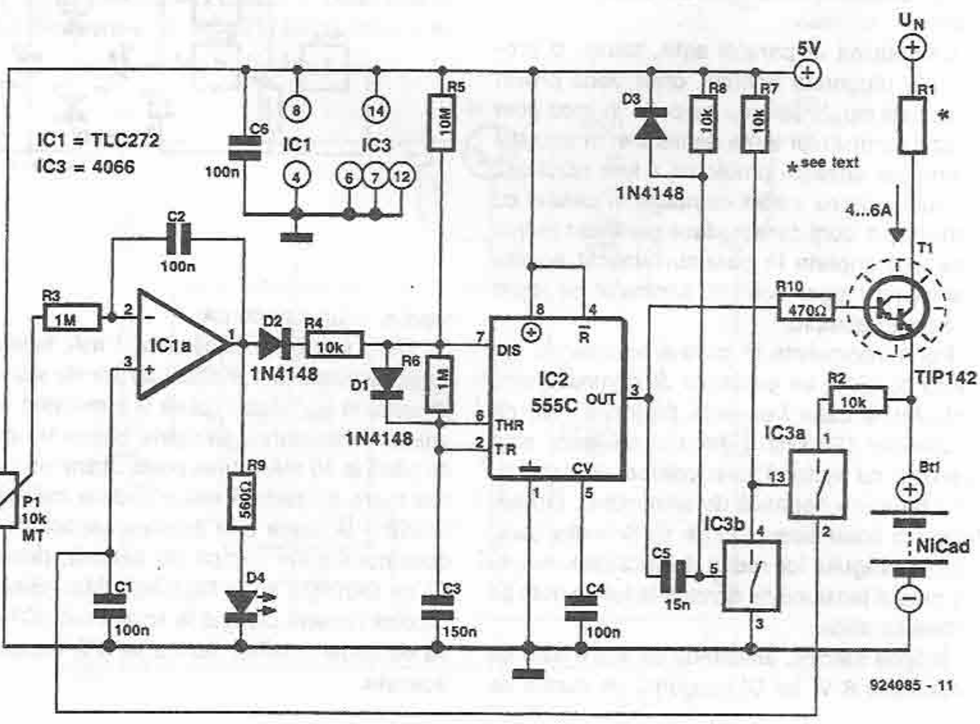
Dificultatea constantă în proiectarea încărcătoarelor NiCd rapide este determinarea momentului în care bateria este încărcată, adică a momentului în care trebuie oprită încărcarea.

Încărcătorul descris aici se bazează pe ultimele realizări, așa cum sunt ele prezentate de câțiva producători. Nu este deloc sigur dacă, și în ce condiții, va da întotdeauna rezultate satisfăcătoare.

Bateria se încarcă cu un curent (în mA) de zece ori mai mare decât capacitatea nominală (în mAh). Aceasta înseamnă că, spre exemplu, o baterie de tipul HP7 (AA; RG) se încarcă la 5 A, un curent de 100 de ori mai mare decât cel folosit în încărcările standard.

Încărcarea este controlată de un CI temporizator de tip 555, conectat aici ca astabil. Dacă ieșirea CI este „1", încărcarea are loc. Există, oricum, o perioadă de timp (= R6C3) în care nu se face încărcare. Imediat ce se întrerupe încărcarea, C1 este conectat la bornele bateriei de către comutatorul electronic IC3a. Tensiunea la bornele sale este apoi comparată de către IC1a cu tensiunea maximă a bateriei, fixată cu P1. Ieșirea comparatorului este integrată cu R3 și C2 și folosită apoi pentru a impune perioada astabilului. Dacă nu s-a atins valoarea maximă a tensiunii bateriei, încărcarea se face circa 90% din această perioadă. Dacă a fost atinsă tensiunea maximă, încărcarea se face doar pentru 1% din timp (încărcare în impulsuri). Nu lăsați bateria în încărcător mai mult timp decât este necesar: când se aprinde LED-ul, bateria este complet încărcată.

În timpul încărcării, datorită unui număr variat de rezistențe, în special ale firelor de alimentare și ale conexiunilor, t.e.m. a bateriei nu reprezintă un criteriu viabil pentru determinarea stării de încărcare a bateriei. Prin urmare, t.e.m. se preia imediat după un impuls de încărcare, deoarece atunci tensiunea poate fi măsurată exact. Întrebarea esențială este, desigur, la ce t.e.m. ar



trebui fixat P1; cu alte cuvinte, care este t.e.m. a bateriei? Opiniile diferă, dar cu prototipul s-au obținut rezultate bune la o valoare de 1,42 V la temperatura camerei (21°C). Circuitul absoarbe un curent de numai 10 ÷ 15 mA, care se poate obține cu un regulator 7805.

Încărcătorul propus este destinat pentru încărcarea unei baterii NiCd de 1,5 V în 8 ÷ 10 minute. Curentul de încărcare pentru o baterie de 500 mAh este de circa 5 A, care nu necesită stabilizare, întrucât va fi limitat de către R1.

Valoarea lui R1 este dată de legea lui Ohm. Dacă, spre exemplu, curentul de încărcare se ia de la o sursă de 8 V, și presupunând o cădere de tensiune pe baterie și T1 de 2 V, tensiunea la bornele rezistorului este de 6 V. Valoarea sa va trebui să fie: 6 / 5 = 1,2 Ω. Țineți cont că puterea disipată pe acesta este 6 x 5 = 30 W: va trebui deci să conectați un număr de rezistoare în paralel.

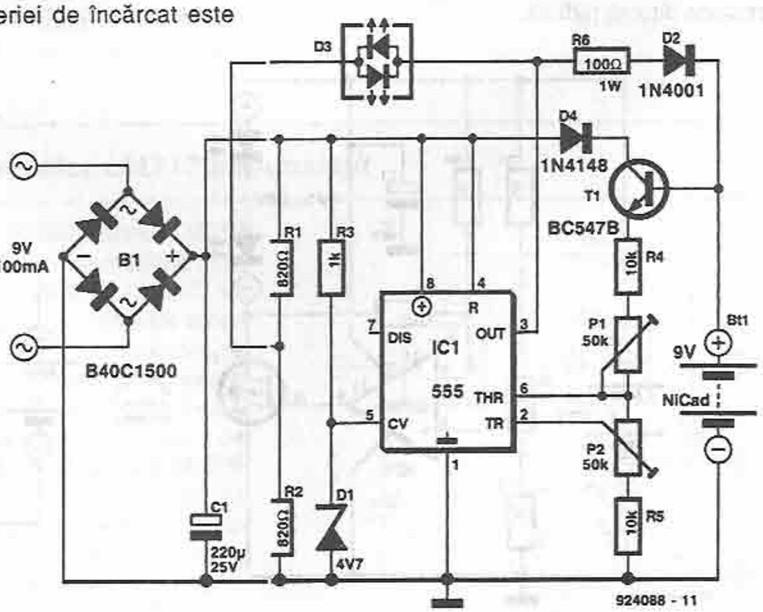
Dacă doriți să încărcați un număr de baterii înseriate, măriți corespunzător nivelul reglat cu P1 (considerând 1,42 V per baterie). Rețineți, totuși, că trebuie să folosiți doar baterii care au fost sortate de producător la capacități egale. De asemenea, tensiunea de alimentare a încărcătorului trebuie întotdeauna să fie cu 2 V mai mare decât nivelul stabilit cu P1.

În sfârșit, după fiecare cinci încărcări rapide, aplicați bateriei o încărcare normală (un curent în mA egal cu 1 / 10 din capacitatea în mAh, timp de 14 ore).

087 *Încărcător automat de baterii NiCd*

Încărcătorul face uz de proprietățile unui temporizator de tip 555. Comparatorul intern cu fereastră este fixat la 4,7 V de dioda Zener D1. Dacă potențialul pinului 6 depășește acest nivel, tensiunea de ieșire de la pinul 3 devine „0". Dacă potențialul pinului 2 scade sub jumătate din tensiunea de referință, adică 4,7 / 2 = 2,35 V, tensiunea de ieșire devine „1".

Când tensiunea bateriei de încărcat este scăzută, deci tensiunea de ieșire a lui IC1 are valoare ridicată, bateria se va încărca prin R6 și D2 până ce se va atinge „tensiunea de încărcare completă", fixată cu P2. Atunci CI își schimbă starea și încărcarea încetează. Totuși, CI continuă supravegherea tensiunii bateriei cu ajutorul lui T1.



Când, datorită autodescărcării, tensiunea bateriei scade sub nivelul stabilit cu P2, CI determină reluarea încărcării. LED-ul dual D3 luminează în roșu în timpul încărcării și în verde în timpul perioadei de repaus.

În acest fel, bateria poate fi lăsată în încărcător oricât de mult doriți: va fi întotdeauna complet încărcată și gata pentru folosire atunci când este nevoie. Nu va fi niciodată supraîncărcată, dar nici nu se va descărca decât foarte puțin.

Cu valorile date în schemă, încărcătorul este potrivit pentru bateriile de 6 V și 9 V. Tipurile de 9 V cu 6 și 7 celule se încarcă la aproximativ 20 mA; P1 trebuie reglat astfel încât încărcătorul să fie deconectat după 14 ore. Nivelul inferior al ferestrei se stabilește la 1 V sub această valoare, cu ajutorul lui P2.

Tipurile de 5 V cu 4 sau 5 celule se încarcă la 55 mA. Din nou, P1 va trebui reglat astfel încât încărcătorul să decupleze după circa 14 ore. Nivelul inferior al ferestrei se va stabili cu 0,8 V mai jos de această valoare.

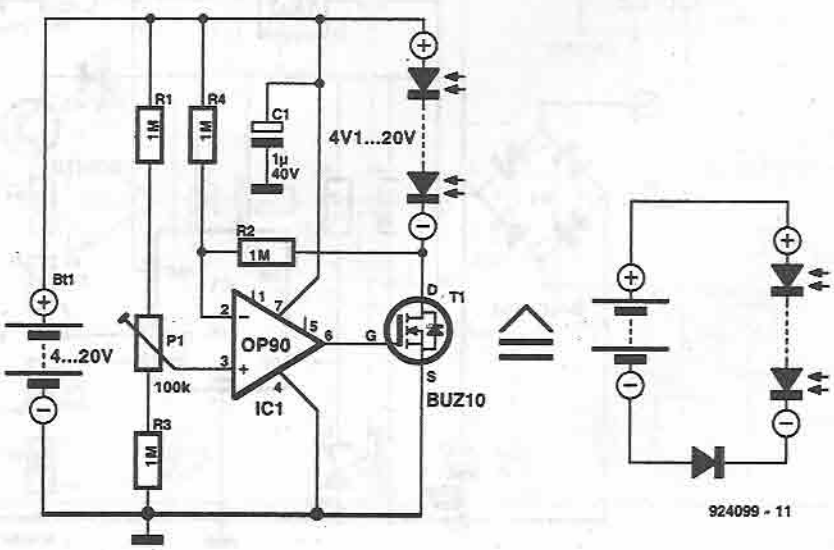
Trebuie observat că producătorii de baterii NiCd nu recomandă măsurarea „tensiunii de încărcare completă“, ci mai curând măsurarea timpului sau temperaturii. Cu toate acestea, prototipul acestui circuit a fost folosit un timp, cu bune rezultate, pentru încărcarea micilor baterii NiCd.

088 *Alimentator cu celule solare*

Cel mai simplu sistem de alimentare cu celule solare este compus din trei părți: o diodă, un panou de celule solare și o baterie reîncărcabilă. Dioda împiedică descărcarea bateriei prin panoul solar în lipsa luminii solare sau la iluminări scăzute. Deși dioda este de obicei de tip Schottky, tensiunea directă pe aceasta poate produce o pierdere apreciabilă de energie. Circuitul de față folosește o diodă specială cu tensiune directă redusă.

AO absoarbe un curent foarte mic: în medie 20 mA. Deși poate funcționa cu o tensiune de 1,6 V, poarta lui T1 necesită cel puțin 3 V pentru comutarea în conducție. Din acest motiv, tensiunea nominală a bateriei este impusă la 4 V.

Pentru ajustarea circuitului, înlocuiți panoul solar cu o sursă reglabilă de tensiune stabilizată, cu limitatorul de curent fixat la o valoare nepericuloasă pentru baterie. Reglați ieșirea sursei de alimentare la un nivel cu 0,1 V mai



mare decât tensiunea curentă a bateriei. Apoi, reglați P1 până în punctul în care ieșirea lui IC1 tocmai a trecut în „1" logic. La sfârșit, verificați cu un ampermetru dacă bateria nu se descarcă atunci când tensiunea sursei se află sub valoarea tensiunii curente a bateriei.

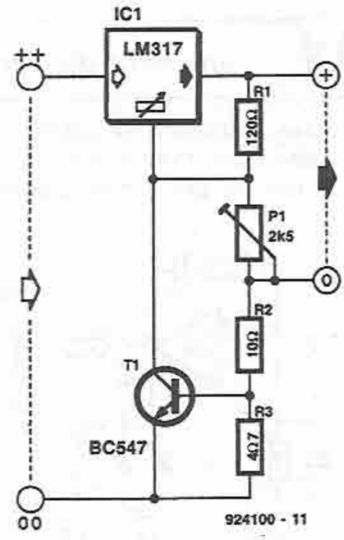
089 *Limitare de curent pentru stabilizatorul LM317*

Deși binecunoscutul stabilizator de tensiune LM317 este deja protejat la scurtcircuit, sunt cazuri în care este dorită limitarea valorii mari a curentului de scurtcircuit. După cum reiese din schemă, o astfel de facilitate de limitare a curentului se poate obține într-o manieră simplă. S-a făcut uz de proprietatea că tensiunea de ieșire este dependentă de reacția aplicată la intrarea de control. Cât timp nu este acționată limitarea de curent, rezistoarele R2 și R3, ca și T1, pot fi ignorate. Tensiunea de ieșire este atunci:

$$U_O = 1{,}25\,(1 + P1 / R1) + I_{adj} \cdot P1 \text{ (volți)}$$

Cum nivelul maxim pentru I_{adj} este 0,1 A, P1 poate regla tensiunea U_O între 1,25 V și 27 V.

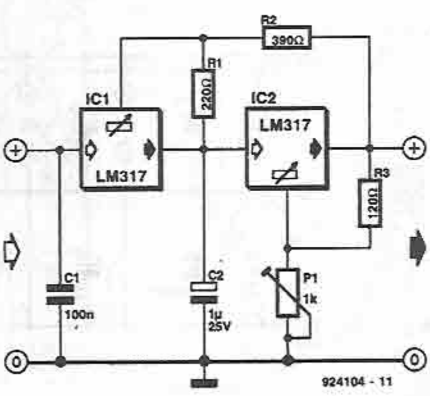
Când curentul prin regulator produce o cădere de tensiune pe R7 de aproximativ 600 mV, T1 se va deschide. Aceasta va determina scăderea nivelului pe intrarea de control a regulatorului, și astfel o reducere a tensiunii de ieșire. Cu valoarea dată în schemă pentru R3, limitarea curentului intră în acțiune la un curent de 0,6 / 4,7 = 120 mA.



090 *Stabilizator LM317 îmbunătățit*

Deși performanțele stabilizatorului LM317 sunt excelente, ele pot fi îmbunătățite prin conectarea în cascadă a două CI LM317. Va exista atunci o diferență constantă între tensiunile de ieșire ale celor două stabilizatoare și, prin urmare, o tensiune constantă la intrarea și ieșirea lui IC2. Această dispunere produce o îmbunătățire apreciabilă a caracteristicilor de stabilizare ale lui IC2. Mai mult, se reduce disipația acestuia, ducând la creșterea stabilității cu temperatura a tensiunii de ieșire. Alte caracteristici, cum sunt curentul maxim de ieșire de 1,5 A, vor rămâne, desigur, neschimbate.

Tensiunea de ieșire, Uo, a circuitului de-



pinde de raportul R3 / P1, după cum urmează:

$U_o = 1{,}25\,(1 + P1 / R3)$ [V]

Cu valorile date pentru aceste componente, tensiunea de ieșire poate fi variată în domeniul 1,25 ÷ 11,5 V. Căderea de tensiune, U_d, pe IC2 depinde de punctul de funcționare al lui IC1 și se poate calcula cu relația:

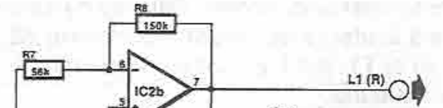
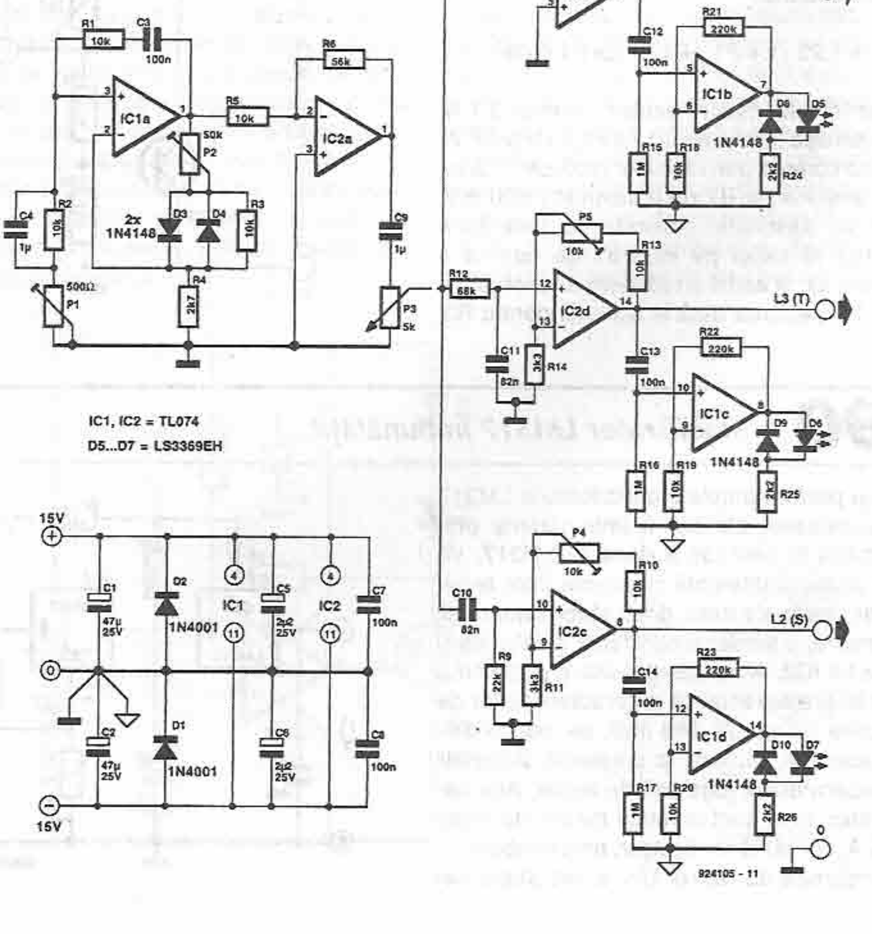
$U_d = 1{,}25\,(1 + R2 / R1)$ [V]

Cu valorile date în schemă pentru aceste componente, U_d = 3,5 V. Trebuie reținut că această tensiune nu trebuie coborâtă sub 3 V. În plus, valoarea lui R2 trebuie să fie cam de două ori mai mare decât R1, iar căderea minimă de tensiune pe circuitul global nu trebuie să fie mai mică decât U_d + 3 V.

Circuitul este foarte potrivit pentru utilizarea ca sursă de alimentare de 5 V. Este, însă, important ca tensiunea continuă de intrare să nu fie mai mică de 12 V. Aceasta înseamnă că tensiunea secundară a transformatorului de rețea trebuie să fie de 12 V, în loc de obișnuita valoare de 9 V.

091 *Simulator de sistem trifazat*

Majoritatea consumatorilor casnici sunt înzestrați cu alimentare monofazată, cu excepția cazurilor în care se preconizează conectarea

unor sarcini cu puteri deosebit de mari. Se poate întâmpla, totuși, să fie necesară, pentru scopuri experimentale, o sursă trifazată de mică tensiune și, în acest caz, simulatorul descris își va dovedi utilitatea.

Semnalul sursă pentru fazele R, S și T este generat cu o punte Wien standard. Generatorul de undă sinusoidală este format din IC1a. Semireglabilul P1 permite fixarea precisă a frecvenței la 50 Hz; nivelul de ieșire (pin 1) se stabilește cu P2 la 1 V (amplitudine).

Circuitul IC2a constituie o impedanță constantă de sarcină pentru IC1a, fapt important pentru stabilitatea frecvenței generate. De asemenea, ridică nivelul semnalului la 5,6 V (amplitudine). Valoarea de vârf a tensiunilor de fază se stabilește între 0 ÷ 12 V, cu P3. Condensatorul înseriat, C9, împiedică însumarea tensiunilor de offset ale lui IC1a și IC2a la tensiunile continue de la ieșirile lui IC2b și IC2d.

Faza R se obține prin inversarea semnalului de pe cursorul lui P3, adică prin defazarea lui cu 180°. Datorită filtrului trece-jos R12-C11, ieșirea T este tensiunea de pe cursorul lui P3 întârziată cu 60°, în timp ce R9-C10 determină un avans de fază de 60° la ieșirea S. Există, prin urmare, o diferență de fază de 120° între orice pereche de faze.

Semireglabilele P4 și P5 se reglează o singură dată, în așa fel încât amplitudinile celor trei faze să fie identice.

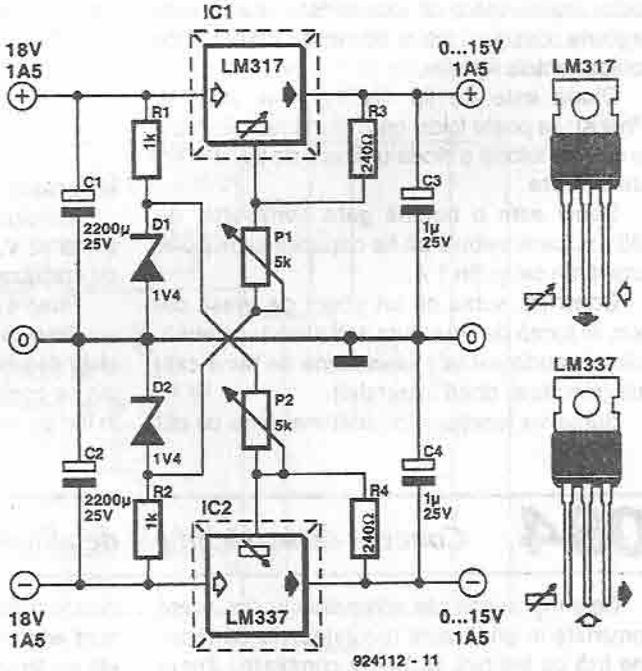
LED-urile cu consum redus D5 ÷ D7 luminează doar în prezența tensiunii alternative pe ieșirea aferentă. Scurtcircuitarea accidentală a uneia din faze este, așadar, semnalizată prompt.

Amplificatoarele operaționale sunt protejate la scurtcircuit și pot debita un curent de aproximativ 10 mA. Dacă se folosește o sursă de ±15 V, curentul de repaus este de ±20 mA.

092 *Schemă simplă de sursă simetrică de alimentare*

Stabilizatoarele de tensiune integrate LM317 și LM337 permit realizarea simplă a unei surse de alimentare simetrice stabilizate, după cum se poate vedea în schemă. Tensiunea este variabilă, de la 0 la ±15 V, poate furniza un curent de maxim 1,5 A, este protejată la scurtcircuit și la supratemperatură. În plus, regulatoarele au limitare internă a disipației, care asigură, indiferent de starea răcirii, că disipația nu depășește 20 W.

Pentru a permite variația tensiunii de ieșire începând de la 0 V, se creează tensiunile auxiliare de ±1,4 V cu ajutorul a două diode Zener, D1 și D2. Deși din punct de vedere tehnic este lipsită de eleganță, ca preț este cea mai eficientă soluție pentru o schemă simplă de sursă de alimentare.



Regulatoarele trebuie montate pe un radiator de căldură cu rezistența termică de 1,75°K / W.

Curentul maxim de 1,5 A se obține numai dacă nu s-a atins disipația maximă de 20 W și (cu o tensiune de intrare de ±18 V, ca în schemă) tensiunea de ieșire este mai mare de 5 V. La tensiuni de ieșire mai mici, curentul de ieșire maxim scade la 1,1 A (la U_O = 0 V).

093 *Sursă de 5 V în comutație*

Pentru a obține o ieșire de 5 V de la o alimentare, să zicem, de 15 ÷ 25 V, circuitele integrate National Semiconductor LM1575 sau LM2575 sunt o soluție ideală. Aceste regulatoare de 5 V în comutație necesită doar un șoc, o diodă recuperatoare și o pereche de condensatoare electrolitice. Practic, ele contribuie la demonstrarea faptului că industria a depășit majoritatea problemelor de care au suferit sursele de alimentare în comutație; ambele regulatoare funcționează din prima, fără nici un fel de probleme.

Singurul lucru care nu este la nivelul surselor de alimentare liniare este ondulația: la prototip, acestea se ridicau la 20 mVvv.

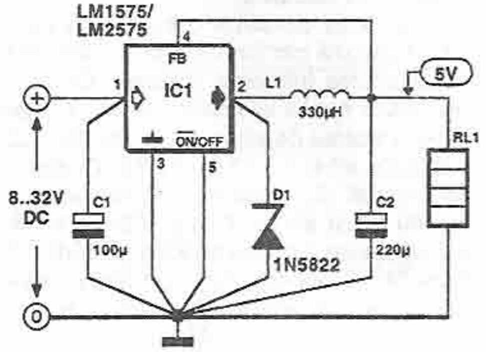
Randamentul măsurat al prototipului este de 75%, pe câtă vreme National Semiconductor înaintează o cifră de 82%. Această cifră depinde, desigur, într-o oarecare măsură, de componentele folosite.

Dioda este de tip 1N5822 sau BYW29 (Philips): se poate folosi orice diodă rapidă; în orice caz: nu folosiți o diodă ordinară de tip 1N4001 sau similare.

Șocul este o bobină gata construită, de 330 µH, care trebuie să fie capabilă să suporte curenți de cel puțin 1 A.

Construiți sursa cu un punct de masă comun, în formă de stea, cum se indică în schemă. Folosiți condensatoare electrolitice de bună calitate (eventual, două în paralel).

Sursa va funcționa cu atât mai bine cu cât





este realizată mai compact.

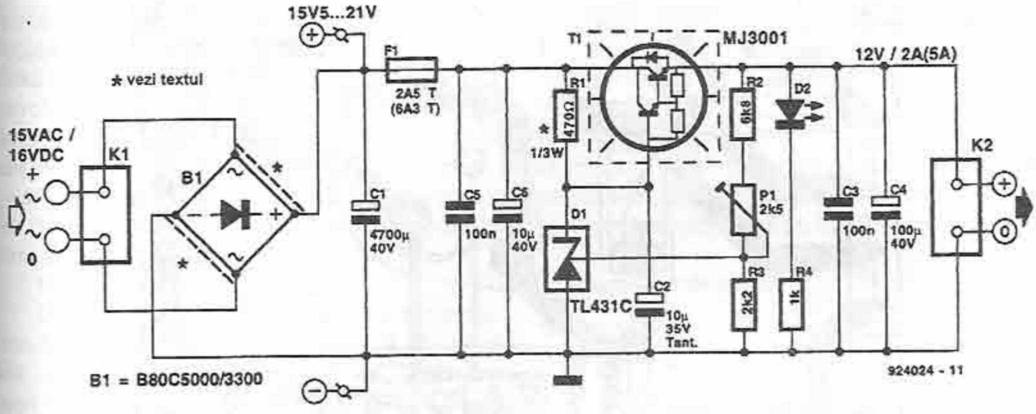
Tensiunea de intrare poate fi cuprinsă între 8 V și 32 V. Curentul maxim care poate fi debitat de stabilizator este de circa 1 A.

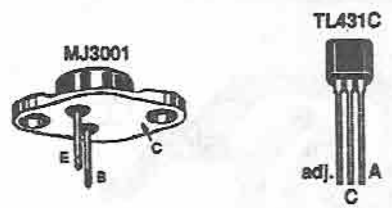
Pinul 4 este intrarea de reacție.

Pinul 5 poate fi folosit pentru comanda cuplat / decuplat a sursei: pentru utilizarea lui, acest pin se conectează la un potențial de 2,4 ÷ 15 V în loc de potențialul masei.

094 *Concept de sursă simplă de alimentare*

Cele mai cunoscute alternative pentru surse construite în pripă sunt regulatoarele de tensiune fixă cu trei pini, respectiv combinația Zener plus tranzistor. Deși aceste circuite fundamentale sunt adecvate pentru o mare parte din aplicații, ele au limitele lor, care pot deveni supărătoare



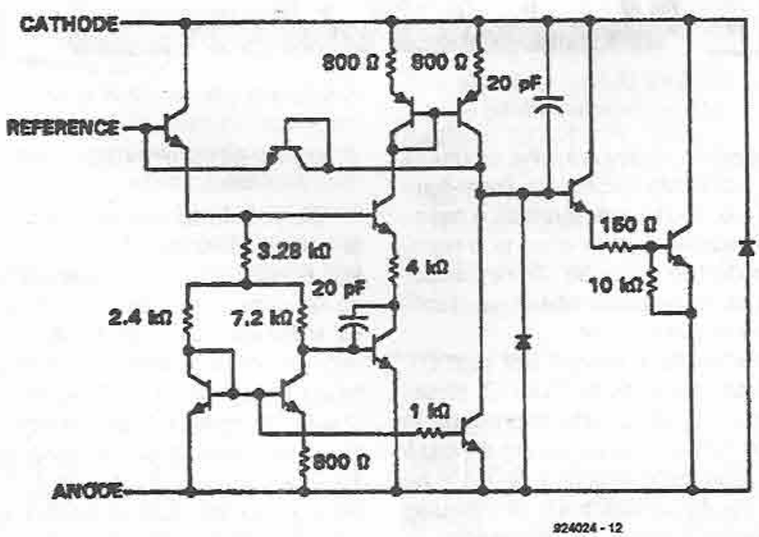


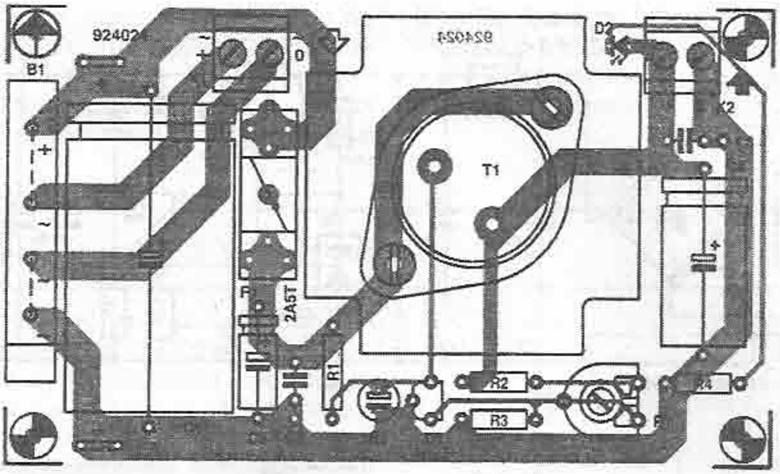
TL431C

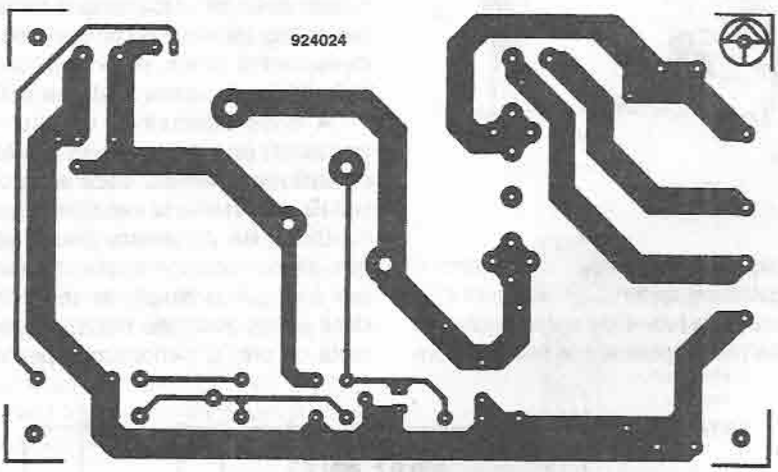
în unele situații. Spre exemplu, majoritatea tipurilor de regulatoare cu tensiune fixă sunt limitate la un curent de ieșire de aproximativ 1 A. Acolo unde se cere o putere mai mare, de obicei se adaugă un „tranzistor de ramificare a curentului". Totuși, odată cu ridicarea curentului maxim de ieșire, stabilizarea tensiunii se înrăutățește. Regulatoarele de tensiune cu curent mare de ieșire (să zicem, de 5 A) nu sunt o alternativă viabilă, deoarece sunt grozav de scumpe.

A doua alternativă, circuitul Zener-plus-tranzistor, are, de asemenea, utilizare limitată datorită rejecției relativ slabe a ondulațiilor și stabilității insuficiente la variațiile sarcinii.

Blocul de alimentare prezentat aici nu suferă de nici unul din dezavantajele menționate mai sus, și este simplu de construit într-o abordare pentru destinații multiple. Este sursa perfectă ca preț și performanțe pentru o mulțime







de aplicații. La prima vedere, circuitul seamănă foarte mult cu cunoscuta combinație Zener-tranzistor. În orice caz, o diferență esențială o reprezintă folosirea reacției, fapt ce duce la o rejecție a ondulației de 100 Hz de 55 dB – incomparabil mai mult decât se poate obține cu stabilizatorul simplu Zener-tranzistor.

Referința de tensiune folosită aici este D1, un CI Texas Instruments de tip TL431C. Structura internă a lui TL431C este prezentată în figură. Aici, D1 furnizează un curent de bază pentru T1 ce produce o tensiune de 2,5 V pe R3. Aceasta vă dă posibilitatea să calculați tensiunea de ieșire a sursei, U_O, din relația:

$$U_O = 2{,}5\,[1 + (P1 + R2) / R3] \quad \text{[volți]}$$

Cu valorile specificate pentru componente, se obține o tensiune de ieșire de 12 V. Pentru alte tensiuni de ieșire, adaptați doar divizorul de tensiune, asigurându-vă, însă, că prin P1, R2 și R3 aveți cel puțin 1 mA. Acest lucru este necesar pentru ca încărcarea produsă de curentul de intrare al lui TL431C să fie neglijabilă (2 μA). Tranzistorul de putere este un Darlington cu amplificarea în curent garantată de minim 1000 la curent de emitor de 5 A. Aceasta înseamnă că tranzistorul solicită un curent de bază de numai 5 mA. Deși acesta nu este mare,

trebuie luat în calcul atunci când trebuie modificată valoarea lui R1. De asemenea, D1 solicită un curent catod-anod de 0,5 mA, rezultând un curent total minim prin R1 de 5,5 mA. Această informație de proiectare, împreună cu tensiunea de intrare minimă, U_{in} (măsurată pe C6) și căderea de tensiune bază-emitor a lui T1 (aproximativ 2 V), sau valoarea teoretică a rezistorului de limitare a curentului:

$$R1 = (U_{in} - U_{be} - U_O) / I_{R1}$$

Deoarece amplificarea în curent a tranzistorului Darlington poate fi de până la două-trei ori valoarea garantată menționată mai sus, adesea este necesar ca R1 să primească o valoare mai mare decât cea calculată. Întrucât o valoare mai mare a rezistenței conduce la o putere mai mică disipată pe R1 și D1, în mod sigur se justifică timpul alocat pentru câteva experimente.

Cablajul proiectat pentru această sursă include complet partea de redresare, adică o punte redresoare, un condensator-tampon și o siguranță. Condensatorul-tampon și radiatorul pentru T1 sunt suficient de mari pentru curenți de ieșire până la 2 A.

Așa cum s-a menționat deja, acest bloc de alimentare reprezintă un concept. Aceia dintre dvs. care nu au nevoie de partea de redresare o pot omite, urmând să conecteze o tensiune continuă de 16 V la K1. Observați însă că aceasta presupune montarea unor punți din sârmă în pozițiile indicate prin linii punctate în jurul punții redresoare.

Dacă aveți nevoie de un curent mai mare (să zicem, de până la 5 A), montați pur și simplu tranzistorul de putere în afara plăcii și montați-l pe un radiator mai mare (vezi lista de componente). De asemenea, măriți capacitatea condensatorului de 10000 µF. Întrucât un astfel de condensator (sau grup de condensatoare) nu are loc pe placă, conectați-l ca element extern prin conductoare de curent mare și două borne pentru papuci de cablu (notate „+" și „–" pe fața cu componente). Un curent continuu de ieșire de 5 A necesită în plus răcirea punții redresoare. Aceasta se obține cel mai simplu dacă puntea redresoare rămâne în continuare pe placă, dar se fixează de unul din pereții laterali ai cutiei în care se plasează sursa de alimentare.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 470 Ω / 0,5 W (vezi textul)
R2 = 6,8 kΩ
R3 = 2,2 kΩ
R4 = 1 kΩ
P1 = 2,5 kΩ, semireglabil tip H

Condensatoare:
C1 = 4700 µF / 40 V
C2 = 10 µF / 35 V, tantal
C3, C5 = 100 nF
C4 = 100 µF / 40 V
C6 = 10 µF / 40 V

Semiconductoare:
D1 = TL431C
D2 = LED verde ∅ 3 mm
T1 = MJ3001
B1 = B80C5000 / 3300

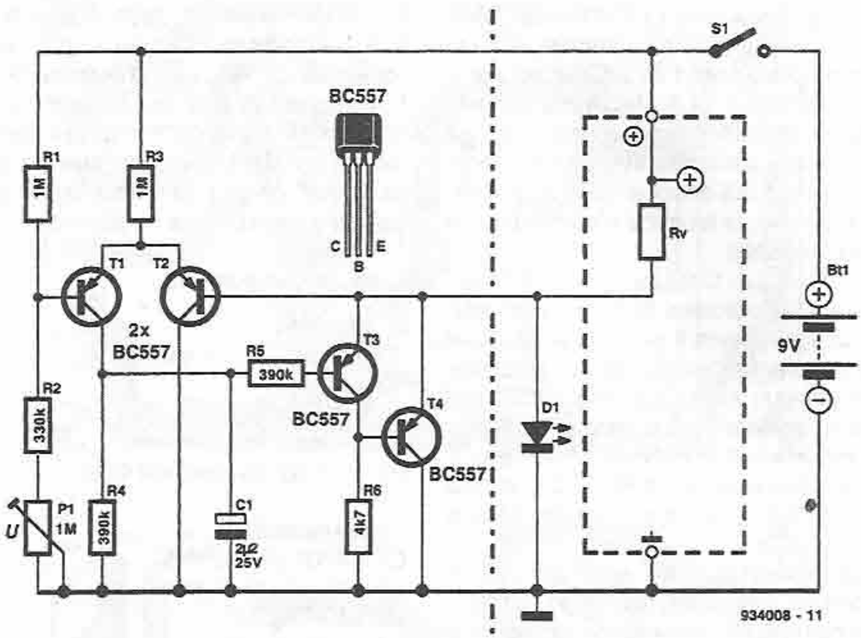
Diverse:
K1, K2 = regletă cu 2 borne, pentru montare pe cablaj, pasul 5 mm
F1 = siguranță fuzibilă de 2,5 A (6,3 A)* și soclu pentru montare pe cablaj
Radiator: SK201 (6°K / W) sau
SK71 / 75 mm* (1,25 °K / W)
Două cose pentru papuci de cablu (pentru conexiuni rapide) cu PCB tip 924024

* numai pentru varianta de 5 A

095 *Indicator al stării bateriei*

Multe aparate alimentate de la baterii au un LED care indică starea bateriei. Dacă bateria este aproape descărcată, LED-ul pâlpâie. Circuitul descris aici permite adăugarea acestei facilități la aparatele care nu au acest indicator.

Tensiunea la bornele lui D1 (U_{LED}) depinde de tipul LED-ului și se situează în mod normal în jurul a 2 V. Această tensiune se aplică pe



intrarea unui amplificator diferențial cu componente discrete, T1-T2. Când tensiunea de pe baza lui T1 este mai mică decât ULED, acesta se deschide și, ca urmare, C1 se încarcă prin T1. Creșterea tensiunii pe C1 produce blocarea lui T3, care face ca T4 să înceapă să conducă. Din acest motiv, D1 se stinge și rămâne în această stare până la descărcarea lui C1. Presupunând că tensiunea de pe baza lui T1 se menține mai mică decât ULED, ciclul se reia. În acest mod, LED-ul continuă să clipească până când potențialul bazei lui T1 devine mai mare decât ULED. Numai T2 și T3 vor conduce atunci, iar T4 va fi blocat, astfel încât LED-ul va lumina continuu.

Ajustarea valorii semireglabilului P1 determină punctul de la care LED-ul începe să clipească. Frecvența de clipire depinde de tensiunea de alimentare și de valoarea lui C1. Aceasta înseamnă că frecvența se poate modifica prin schimbarea valorii acestui condensator.

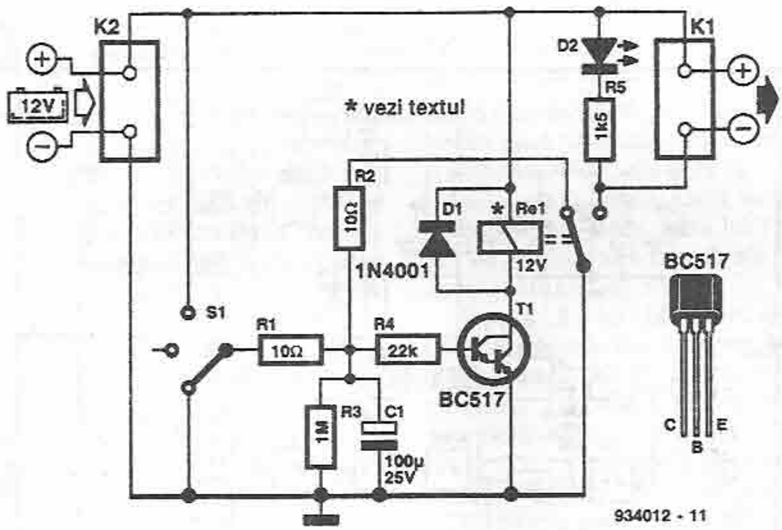
Valoarea lui Rv determină curentul prin D1 și deci intensitatea cu care luminează. În practică, deseori LED-ul și Rv sunt deja montate în aparat.

096 *Deconectare automată a alimentării*

Circuitul de deconectare asigură decuplarea automată de la baterie a oricărei sarcini. Este util în special la automobil, astfel încât, dacă șoferul uită să deconecteze farurile, să nu se trezească, în câteva ore, cu o baterie complet descărcată.

Singurul organ de acționare este un comutator cu arc, prevăzut și cu o poziție de test. Când se apasă butonul comutatorului, linia pozitivă de alimentare e conectată la baza lui T1 prin R1 și R4, iar tranzistorul se va deschide. Releul se va activa și contactul său conectează minusul sarcinii la masă, realizând alimentarea sarcinii.

În același timp, C1 se încarcă prin R1. Acest condensator și R3 determină constanta de timp a circuitului. Când S1 se pune în poziția centrală, C1 se descarcă lent prin R3. Când potențialul bazei lui T1 scade sub 1,2 V, tranzistorul se blochează și contactul releului



conectează C1 la masă prin R2. În timp foarte scurt, condensatorul se descarcă complet. Curentul absorbit de circuit în această situație este nul. Când S1 este pe poziția de jos, deci conectat la masă, descărcarea se încheie imediat.

Dioda D2 indică starea circuitului. Rezistorul R5 nu trebuie să aibă o valoare prea mică, altfel indicația LED-ului nu va fi corectă.

Valoarea lui C1 se poate mări până la 4700 µF: temporizarea la autoconectare crește atunci de la 10 minute la aproximativ 30 min. Acest condensator trebuie să aibă curenți de scurgere foarte reduși.

Releul poate fi de 6 V sau 9 V, pentru a preveni oscilațiile acestuia la pornirea motorului mașinii sau la conectarea unor sarcini importante. Nu omiteți dioda de protecție D1.

Întrucât circuitul nu are protecție la inversarea polarității, asigurați-vă de respectarea acesteia.

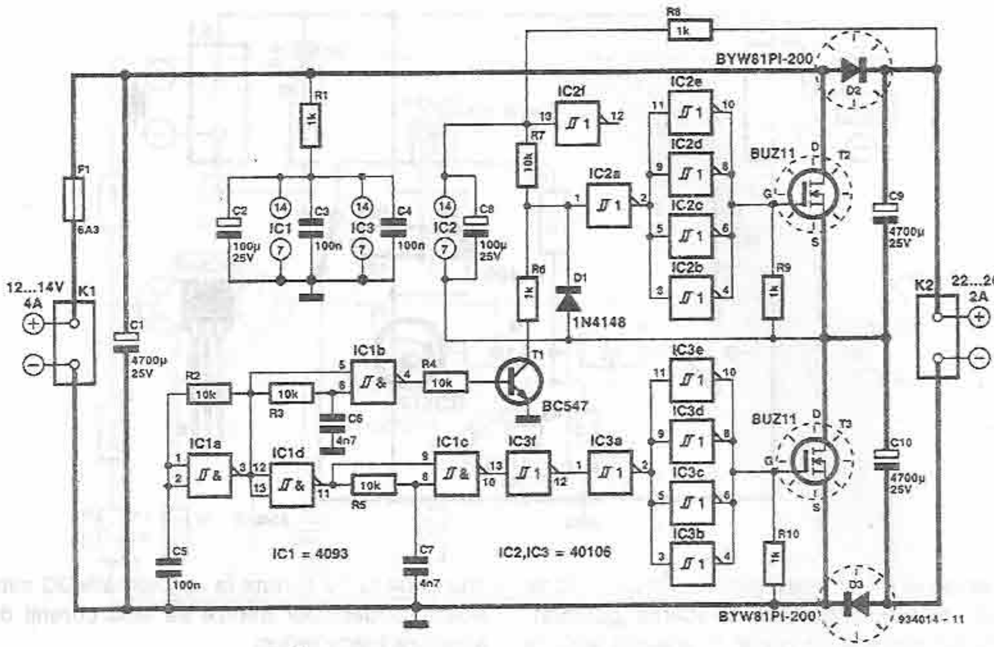
097 *Convertor c.c. – c.c.*

Convertorul ridică o tensiune continuă la aproximativ dublul ei și este, prin urmare, util în mod deosebit pentru mărirea tensiunii de ieșire a bateriilor solare până la nivelul cerut pentru încărcarea acumulatoarelor acide cu plumb sau a celor NiCd. Poate livra un curent de până la 3 A. Măsurările efectuate la curent de sarcină de 2 A sunt prezentate în tabelul de la sfârșit. Tensiunea de ieșire în gol este cu aproximativ 1 ÷ 1,5 V mai mare.

În descrierea care urmează s-a presupus că tensiunea de intrare a circuitului este 12 V iar tensiunea de ieșire 22 V. IC1a, R2 și C5 formează un generator de tensiune dreptunghiulară. Acest semnal este disponibil și în formă inversată la ieșirea lui IC1d. Rețeaua R2-C6 întârzie semnalul de ieșire al lui IC1a, astfel că la ieșirea porții ȘI-NU a lui IC1b rezultă un factor de umplere > 0,5 (durata negativă este mai scurtă decât durata pozitivă). Același lucru e valabil pentru ieșirea porții ȘI-NU a lui IC1c. (Semnalul de intrare al acesteia e întârziat de R5-C7.)

Ieșirea lui IC1c este trecută prin trei niveluri inversor-buffer: în IC3f, IC3a și cele patru porți conectate în paralel IC3b-IC3e. Este apoi folosită pentru comanda FET-ului de putere T3.

Ieșirea lui IC1b comandă tranzistorul de semnal mic T1. Când acest tranzistor conduce, punctul comun al lui R6-R7 ar coborî la 2 V în absența lui D1, însă IC2a necesită un semnal de intrare de 11 ÷ 22 V, întrucât tensiunea de alimentare pentru acest inversor (și, desigur,



pentru inversoarele IC2b ÷ IC2e), ca și tensiunea de colector a lui T1, sunt preluate din tensiunea dublă de ieșire. Tensiunea negativă de alimentare a acestui CI este, prin urmare, preluată din tensiunea pozitivă de intrare. Dioda D1 face ca potențialul pe IC2a să nu coboare sub 10,5 V.

Tranzistoarele T2 și T3 conduc alternativ. Când conduce T2, C10 se încarcă până la nivelul semnalului de intrare, prin T3 și D3. Când T2 este blocat și T3 conduce, C9 se încarcă în mod similar. Condensatorul C10 își păstrează sarcina, întrucât D3 previne descărcarea acestuia. Cum cele două condensatoare se află în serie, tensiunea de ieșire este dublul tensiunii de intrare.

Datorită multiplelor inversări ale ambelor semnale, care urmează rețelelor de întârziere, este imposibil ca T2 și T3 să conducă simultan.

Condensatorul C1 constituie un tampon pentru tensiunea de intrare, astfel încât încărcarea acesteia să fie constantă în ciuda variațiilor curentului absorbit de circuit.

Este esențial ca D2, D3, T2 și T3 să aibă o bună răcire. Cel mai bine ar fi să se monteze toate aceste componente pe un radiator comun.

Liniile îngroșate din schema circuitului reprezintă traseele de curent mare, care trebuie să fie cât mai scurte posibil, deoarece transportă un curent de 6 A.

Un convertor construit îngrijit poate avea un randament de 94% (la 22,2 V și 1,8 A).

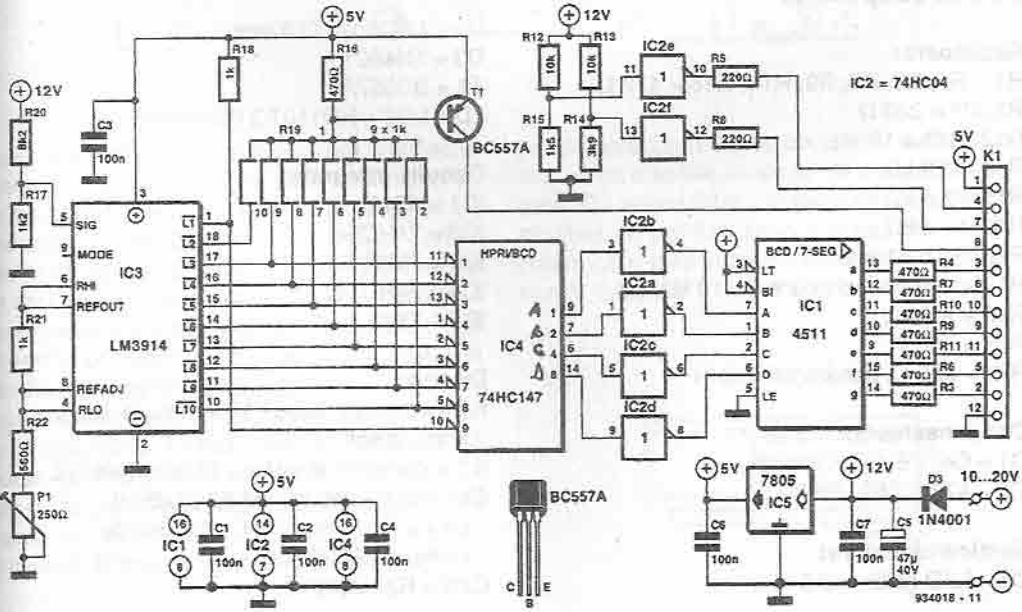
Tensiunile de intrare și ieșire la curent de sarcină de 2 A sunt:

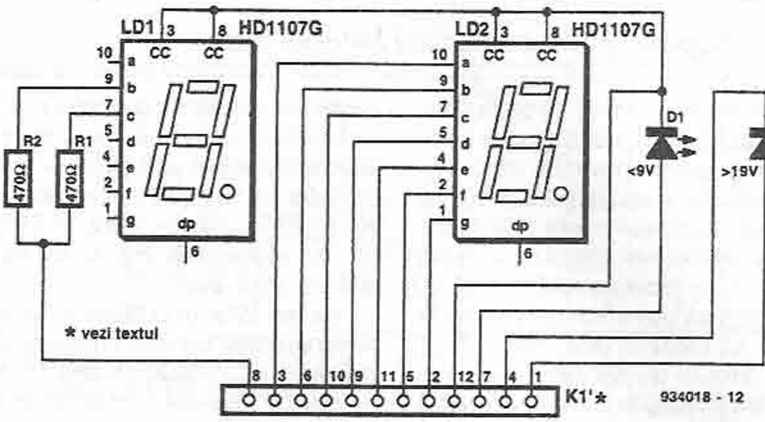
U_{in}	$U_{ieș}$
10 V	18 V
12 V	22 V
14 V	26,4 V
15 V	28,3 V
16 V	30 V

098 *Supravegherea tensiunii bateriei auto*

Monitorul folosește un afișaj cu două cifre, pe 7 segmente, cu LED-uri, pentru a indica tensiunea bateriei. În plus, sunt prevăzute două indicatoare care avertizează asupra stării „joasă" și „înaltă" a tensiunii. Domeniul de afișare este 9 ÷ 18 V. Tensiunea bateriei este redusă cu un factor se scară de 7,83, de rezistențele R20 și R17. Aceasta înseamnă că domeniul de tensiune la intrarea SIG a lui LM3914 (IC3) este 1,14 ÷ 2,29 V pentru tensiuni ale bateriei între 9 V și 18 V. LM3914 are o tensiune internă de referință care menține o diferență de potențial de 1,25 V între pinii 7 și 8. Fiecare din cele 10 rezistoare ale rețelei în scară preia astfel câte o tensiune de 0,125 V. Diferența de tensiune între oricare două trepte între 9 V și 18 V este (2,29 – 1,14) / 9, sau 0,1278 V, care este destul de apropiată de 0,125 V pentru rezoluția cerută de aplicația de față. Aici, LM3914 se folosește de modul „punct". Ieșirile cu colector în gol ale lui LM3914, L1 ÷ L10, sunt conectate la rezistoare de 1 kΩ legate către plusul alimentării, dintre care nouă sunt incluse în aria de rezistențe R19 (SIL). Rezistoarele mai au rolul de a determina apariția unui „1" pe afișajul cel mai semnificativ (MS) pentru toate tensiunile de intrare mai mari de 9 V. Numai dacă se măsoară 9 V, baza lui T1 va fi la potențial ridicat, astfel că cea mai semnificativă cifră să fie stinsă. Dacă tensiunea de intrare este mai mare, baza lui T1 este trasă în „0", iar segmentele B și C ale lui LD1 vor fi aprinse, afișând un „1".

Ieșirea L2 a lui LM3914 nu este conectată, deoarece codificatorul prioritar, IC1, codifică automat un „0" dacă nici una din intrările sale nu este „0". Împreună cu „1"-ul de pe cifra mai semnificativă, afișajul va arăta „10". Inversoarele IC2a ÷ IC2d asigură nivelurile corecte de intrare pentru circuitul de comandă a afișajelor, 4511 (IC1). Inversoarele IC2e și IC2f lucrează cu rol de comparatoare de subtensiune (< 8,7 V) sau de supratensiune (> 18,7 V), și de comandă a indicatoarelor respective. Pragurile reale de comutare vor depinde de CI folosite, încât ar putea fi necesară stabilirea experimentală a valorilor rezistoarelor R15 (supratensiune) și R14 (subtensiune). LED-ul pentru tensiune sub limită trebuie să se aprindă pentru tensiuni de intrare între 5 V și circa 8,5 V. Tensiunile mai mici nu pot fi indicate, întrucât lumina LED-ului ar fi prea





slabă. LED-ul de supratensiune trebuie să se aprindă pentru tensiuni mai mari de 19 V. Circuitul poate fi reglat simplu cu un voltmetru digital precis și o sursă de tensiune reglabilă. Dacă acestea nu sunt disponibile, plasați pur și simplu cursorul lui P1 la mijlocul cursei, ceea ce constituie un reglaj suficient de precis, în majoritatea cazurilor. Dacă se cere precizie, aplicați 12 V la intrarea circuitului. Reglați P1 până când rezultă o citire „12" pe afișaj. Această cifră trebuie să rămână pe afișaj la variații ale tensiunii de intrare între 11,5 V și 12,5 V. Dacă acest lucru nu se întâmplă, reglați P1. Reduceți apoi tensiunea de intrare la 8,0 V. LED-ul de subtensiune trebuie să lumineze, iar afișajul să indice „0". Măriți lent tensiunea la 9 V. La o valoare de 8,5 V, afișarea trebuie să se schimbe în „9". Tensiunea exactă la care se produce acest lucru nu este teribil de importantă. Aplicați apoi 17 V, care va face ca afișajul să indice „17". Urcați lent la 18 V și verificați că afișarea se schimbă în „18" între 17,2 V și 17,8 V. Dacă nu se obține aceasta, înseamnă că R21 este în afara toleranțelor admise, fapt ce produce

Listă de componente

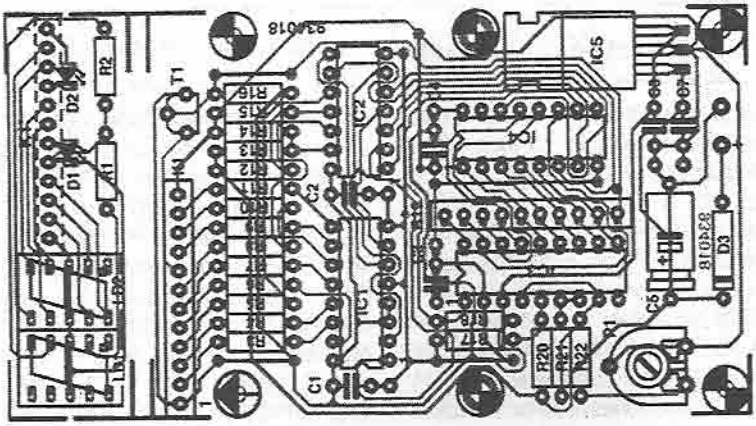
Rezistoare:
R1 ÷ R4, R6, R7, R9, R11, R16 = 470 Ω
R5, R8 = 220 Ω
R12, R13 = 10 kΩ
R14 = 3,9 kΩ
R15 = 1,5 kΩ
R17 = 1,2 kΩ
R18, R21 = 1 kΩ
R19 = arie de rezistoare 9 x 10 kΩ, SIL
R20 = 8,2 kΩ
R22 = 560 Ω
R23 = 250 Ω, semireglabil tip H

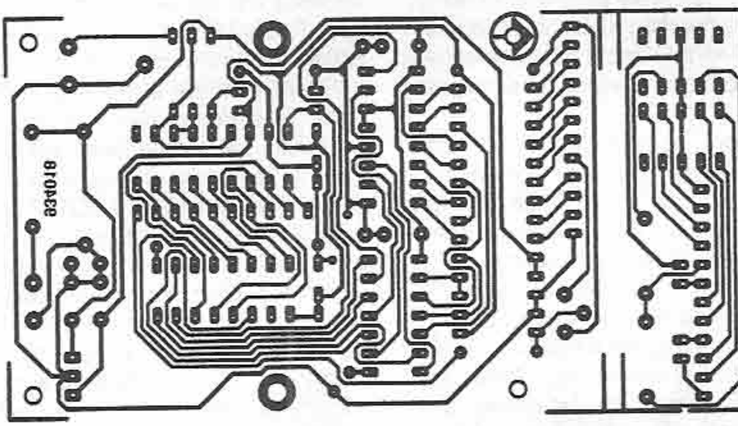
Condensatoare:
C1 ÷ C4, C6, C7 = 100 nF
C5 = 47 µF / 40 V

Semiconductoare:
D1 = LED galben Ø 3 mm
D2 = LED roșu Ø 3 mm
D3 = 1N4001
T1 = BC557A
LD1, LD2 = HD1107G (Siemens)

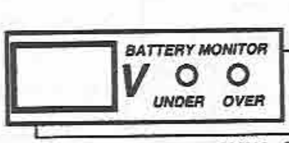
Circuite integrate:
IC1 = 4511
IC2 = 74HC04
IC3 = LM3914
IC4 = 74HC147
IC5 = 7805

Diverse:
K1 = conector tată cu 12 terminale SIL, în unghi drept
K1' = conector mamă cu 12 terminale SIL
Carcasă din plastic HM-Kit (Pactec), 61 x 97 x 23 mm (l x L x h), cod de comandă 6600-902
Cablaj Ref. 934018





trepte incorecte la rețeaua în scară. Remediul e simplu: înlocuiți R21 (și, dacă este necesar, de asemenea, R17 și R20) cu un rezistor cu toleranța de 1%. Circuitul consumă un curent destul de ridicat, ceea ce face ca stabilizatorul de tensiune IC5 să lucreze fierbinte, dacă nu i se montează un mic radiator. Placa de circuit imprimat constă din două secțiuni (afișare și monitorizare propriu-zisă a tensiunii), care trebuie detașate prin tăiere înainte de echiparea cu componente. Conexiunea dintre cele două blocuri astfel obținute e formată dintr-un conector tată cu 12 pini, K1, pe placa principală, și o mufă mamă cu 12 pini (SIL), K1', montată pe placa afișajelor. Blocul de afișare se montează într-o poziție corespunzătoare pe tabloul de bord al mașinii, cu afișajele acoperite de o mască adecvată. Ca alternativă, circuitul de comandă și afișajele se pot fixa într-o carcasă din plastic, pentru care este sugerată o variantă de panou frontal, în figură.



934018 - F

099 *Punte cu diode Zener*

Sursa descrisă aici folosește două diode Zener și două diode redresoare, în locul celor patru diode redresoare și al unui Zener, cu care suntem obișnuiți.

Presupunând că potențialul din punctul comun al diodelor D1 ÷ D3 este pozitiv în raport cu potențialul punctului comun al diodelor D2 ÷ D4 și este mai mare decât tensiunea Zener plus 0,6 V, D3 va lucra ca Zener și va limita tensiunea la 10 V. Curentul, care vine de la D1 prin C1 și sarcină, se va întoarce la transformator prin D4 (tensiunea pe C1 va fi atunci egală cu tensiunea Zener minus 0,6 V).

Tensiunea pe D3 (**nu** plus 0,6 V) se va aplica pe C1, care (teoretic) se poate încărca la o tensiune cu 0,6 V mai mică decât tensiunea Zener (în practică, fără sarcină, aceasta este puțin mai mare).

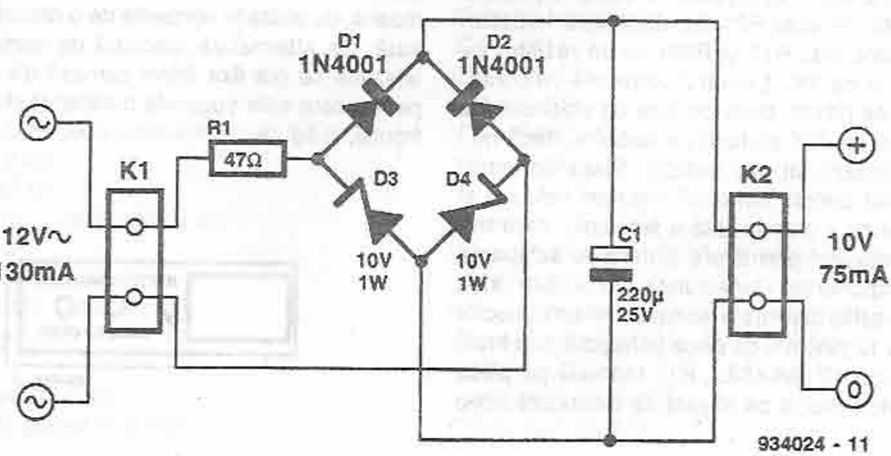
Dacă potențialul punctului comun al diodelor D2 ÷ D4 este pozitiv în raport cu cel al punctului comun al diodelor D1 ÷ D3, se întâmplă același lucru, dar acum D4 va lucra ca Zener, în timp ce D2 și D3 sunt polarizate direct.

Curentul prin Zener este determinat de R1. Țineți cont, totuși, că diodele se comportă ca Zenere numai jumătate din timp. Cu alte cuvinte, curentul mediu prin diodele Zener este numai jumătate din curentul de vârf. Același lucru este valabil pentru putere. Cu valoarea R1 = 47 Ω (ca în schemă) și un curent mediu prin Zener de 90 mA, diodele disipă aproximativ 450 mW, dar valoarea de vârf a disipației este de aproape 1 W. Prin urmare, nu este posibilă micșorarea valorii lui R1.

Întrucât curentul prin Zenere nu este constant (datorită tensiunii alternative de intrare), curentul maxim de ieșire al circuitului este mai mic decât dublul curentului mediu prin Zenere. Aici, acesta este în jurul a 75 mA. La acest curent, tensiunea de ieșire este circa 9,4 V; fără sarcină, ea este în jurul valorii de 10,4 V.

Exact ca la circuitul tradițional, tensiunea de ieșire a circuitului de față crește până la valoarea de vârf a tensiunii de intrare (adică, aproximativ 18 V) în cazul în care cedează una dintre diodele Zener.

Țineți cont, de asemenea, că circuitul limitează doar valoarea de vârf a tensiunii de ieșire. De îndată ce diodele încetează să lucreze ca Zenere, tensiunea de ieșire depinde exclusiv de sarcina acumulată pe C1. Această sarcină va scădea și același lucru îl va face și tensiunea de ieșire. Acest circuit este destinat în primul rând pentru circuite de sarcină care tolerează ondulațiile sau care absorb curent mic. Cu C1 = 220 µF (ca în schemă) și curent de sarcină de 75 mA, ondulațiile ating 7 V. Pentru micșorarea apreciabilă a acestei valori, valoarea lui C1 trebuie mărită considerabil sau curentul de sarcină trebuie limitat la aproximativ 1 mA.



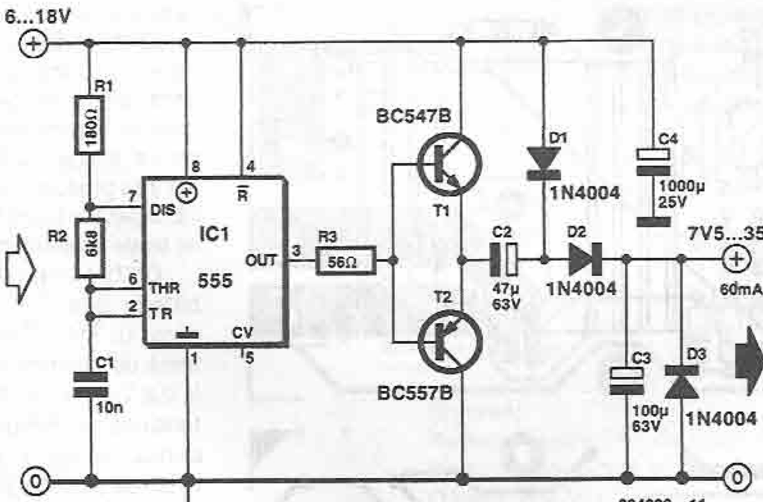
100 Convertor simplu c.c. – c.c.

Pentru a asigura simplitatea convertorului, acesta nu conține nici un element reglabil, ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire este, în oarecare măsură, dependentă de sarcină. Teoretic, nivelul de ieșire este dublul tensiunii de intrare, dar, datorită pierderilor în convertor, nu se poate atinge acest nivel. Principalele pierderi se produc în joncțiunile semiconductoare ale tranzistoarelor și ale diodelor redresoare. Întrucât căderile de tensiune pe aceste joncțiuni sunt constante, de circa 6 V, pierderile sunt semnificativ mai mari la 6 V decât la 18 V. Oscilatorul IC1 generează un semnal cu frecvența de aproximativ 10 kHz. În funcție de nivelul de ieșire al lui IC1, fie T1, fie T2 se află în conducție. Aceasta duce la încărcarea lui C2 pe durata unei semiperioade; în cursul celeilalte semiperioade, sarcina lui C2 se transferă lui C3. Aceasta determină o tensiune de ieșire egală cu dublul tensiunii de intrare minus pierderile menționate.

Circuitul nu conține componente critice: IC1 poate fi orice variantă de 555, bipolară sau CMOS, în timp ce tranzistoarele pot fi tipuri ieftine de joasă frecvență. Deși circuitul de față folosește diode 1N4004, la fel de bine se vor comporta și diodele 1N4001.

Deși frecvența de comutație este de ordinul a 10 kHz, iar diodele sunt proiectate pentru frecvențe joase, nu au fost constatate probleme în funcționarea prototipului, în primul rând deoarece tensiunile și curenții sunt relativ mici.

Convertorul consumă un curent de 5 mA (555) plus dublul curentului de alimentare.



101 Recondiționarea bateriilor acide cu plumb

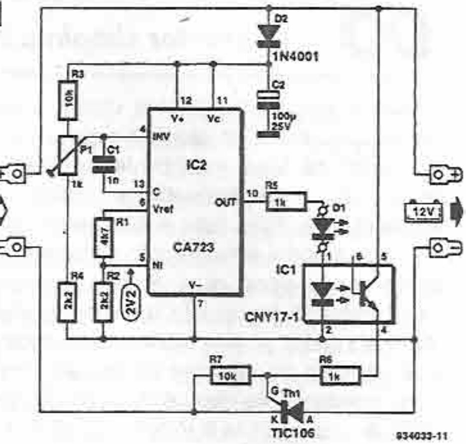
Pentru a vă asigura că o baterie acidă cu plumb (standard sau etanșă) este întotdeauna încărcată complet, trebuie aplicată acesteia o tensiune constantă. Încărcătoarele care verifică dacă bateria mai este încărcată și încep încărcarea numai când este descărcată (aproape) complet, nu pot garanta că, în cazul unei urgențe, bateria este încărcată la întreaga ei capacitate.

Încărcătorul descris monitorizează constant tensiunea bateriei și completează încărcarea

dacă și când este necesar. Aceasta aduce avantaje și dezavantaje. Bateria este permanent încărcată la capacitatea maximă, dar devine „leneșă“, adică nu ține în sarcină. Acest efect dispare după folosirea normală (câteva cicluri de sarcină). Dacă tensiunea nu este prea mare (≤ 13,8 V), bateria este încărcată și va avea durată mare de folosire. Nu este recomandabil să se aplice în mod constant o tensiune ridicată de, să zicem, 14,4 V la bornele bateriei (în orice caz, acest lucru nu este necesar, deoarece cu 13,8 V ea rămâne complet încărcată). Singurul motiv pentru aplicarea (temporară) a unei tensiuni ridicate este faptul că se poate încărca mai rapid o baterie descărcată.

Utilizați întotdeauna un încărcător disponibil în variantă comercială: acesta îndeplinește condițiile de siguranță și este relativ ieftin. O baterie parțial descărcată se poate conecta la un astfel de încărcător după ce s-a încărcat complet, deoarece tensiunea ar crește prea mult. Acesta

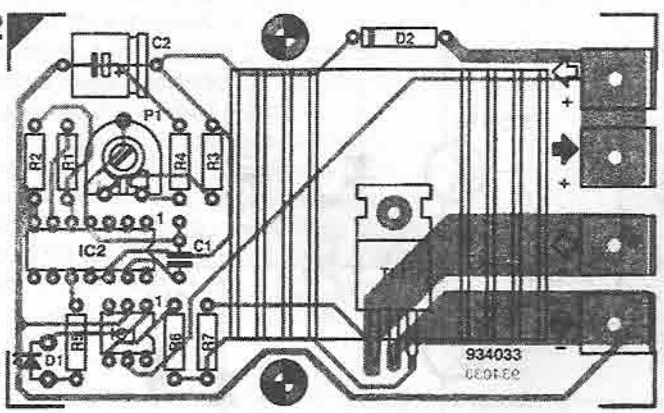
1



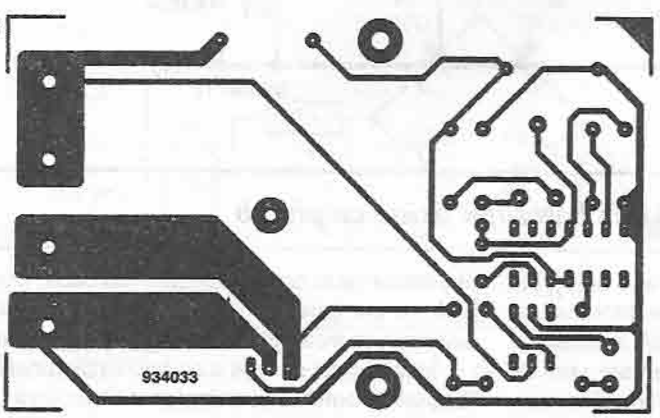
e punctul în care devine util circuitul prezentat aici. Tensiunea la care trebuie să înceteze încărcarea se stabilește cu P1. Rotiți până la capăt în sens antiorar cursorul semireglabilului și conectați un voltmetru la bornele bateriei. LED-ul va fi stins. Rotiți lent cursorul în sens orar până la limita la care se aprinde LED-ul: bateria se încarcă. Când tensiunea a atins valoarea cerută, rotiți ușor P1 în sens antiorar până ce se stinge LED-ul. Acest lucru se produce treptat, astfel că reglajul ar trebui făcut, dacă se poate, în semiîntuneric.

CI 723 e alimentat de la baterie prin D2 (curent de circa 10 mA). Tensiunea internă de referință se coboară la 2,2 V cu R1 și R2. Această tensiune se compară cu tensiunea divizată a bateriei obținută pe cursorul lui P1. Dacă aceasta din urmă este mai mică, ieșirea (pinul 10) trece în „1“ logic, iar D1 luminează și optocuplorul comandă amorsarea tiristorului. Aceasta are ca efect cuplarea ieșirii încărcătorului la baterie: nivelul curentului este determinat de încărcător. Întrucât ieșirea încărcătorului este un curent alternativ redresat nefiltrat,

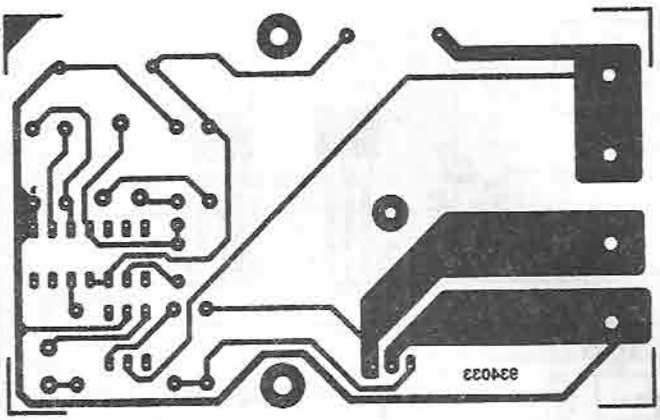
2



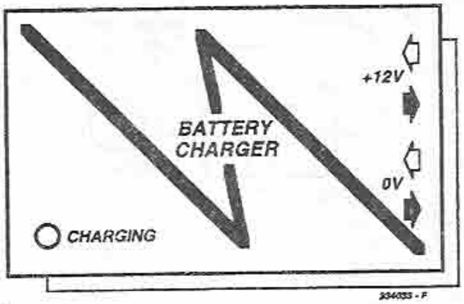
3



4



5



tiristorul se va bloca la fiecare trecere prin zero, dar imediat va intra din nou în conducție dacă tensiunea bateriei nu este suficient de mare.

Se poate chiar lăsa circuitul de supraveghere între încărcător și baterie. Încărcarea va dura atunci puțin mai mult, deoarece există o cădere de tensiune de aproximativ 1 V pe tiristor.

Tiristorul trebuie montat pe un radiator în cazul în care curentul depășește 1 A; curentul maxim nu trebuie să depășească 5 A.

Circuitul se poate construi pe placa de cablaj prezentată în fig. 2. O mare parte a plăcii este ocupată de radiatorul de răcire al tiristorului. Folosiți conectori plați, care se pot înșuruba în placă, pentru cele patru borne ce transportă curenți destul de mari.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 4,7 kΩ
R2, R4 = 2,2 kΩ
R3, R7 = 10 kΩ
R5, R6 = 1 kΩ
P1 = 1 kΩ semireglabil

Condensatoare:
C1 = 1 nF
C2 = 100 μF / 25 V

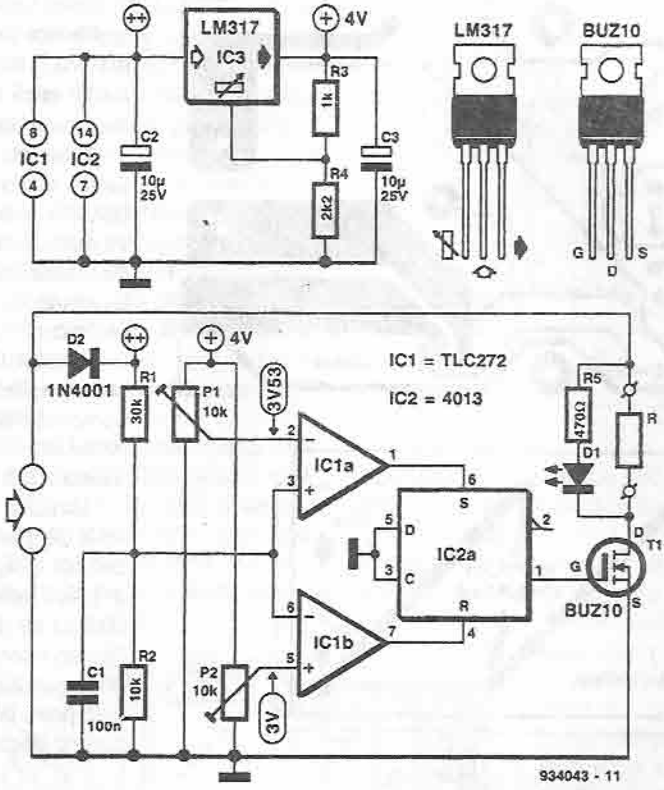
Semiconductoare:
D1 = LED roșu ∅ 3 mm
D2 = 1N4001
Th1 = TIC106

Circuite integrate:
IC1 = CNY17-1
IC2 = CA723

Diverse:
Radiator pentru Th1, de exemplu SK59
Patru conectori plați cu montare cu șurub
O cutie 95 x 60 x 24 mm
Cablaj Ref. 934033
Folie pentru panoul frontal (Ref. 934033-F)

102 *Stabilizator paralel pentru panou solar*

O problemă frecventă la sistemele generatoare de energie care constau din panouri solare și baterii este că lumina soarelui e uneori prea intensă. În acele momente, este esențială limitarea curentului de încărcare al unei baterii deja încărcate complet. Acestea nu numai că vor



consuma foarte multă apă (ceea ce nu este o problemă în sine), dar durata lor de viață se va reduce.

Regulatoarele de tensiune sunt în mod normal de tip serie, adică regulatorul de află în serie cu sarcina. Unul din dezavantajele acestora este că întotdeauna există o pierdere suplimentară pe timpul încărcării bateriei. Cum circuitele electronice folosite cu sistemele de panouri solare conțin întotdeauna o diodă Schottky, iar panourile solare pot rămâne încărcate la maxim chiar și la iluminare scăzută, este mai bine să se folosească un regulator paralel. Aceste regulatoare produc pierderi numai *în absența* încărcării. Pe lângă aceasta, toată energia nedorită este în acest caz disipată pe un rezistor obișnuit de putere mai curând decât pe semiconductoare de putere montate pe radiatoare mari.

În schemă, T1 conectează sau deconectează complet sarcina externă. Prin urmare, disipația pe acest FET este (teoretic) nulă, din moment ce curentul prin el sau tensiunea la bornele lui sunt nule. Cu toate acestea, este recomandabilă montarea acestuia pe un mic radiator (aproximativ 5°K / W).

Când T1 este blocat, panoul solar debitează întreaga energie pe baterie. Când tensiunea bateriei devine prea mare, FET-ul se blochează. Dacă R este dimensionată corespunzător, ea va disipa toată energia furnizată de panoul solar și ca urmare scade tensiunea panoului iar bateria nu se mai încarcă. Dioda Schottky împiedică descărcarea bateriei prin rezistorul de șuntare. Panoul solar suportă bine această sarcină. În orice caz, este bine să se folosească un rezistor; scurtcircuitarea panoului solar nu este o procedură înțeleaptă.

Tensiunile la care se conectează / deconectează șuntul se reglează cu P1, respectiv P2. Tensiunile recomandate sunt 14,1 V și 12 V. Întrucât divizorul de tensiune R1-R2 are raportul de divizare suficient de apropiat de 1:4, aceste

tensiuni se pot regla cu ajutorul unui voltmetru digital conectat pe cursoarele lui P1 și P2 (3 V la P1 și 3,53 V la P2).

Circuitul propriu-zis nu absoarbe un curent mai mare de 4 mA.

BUZ10 poate comuta până la 20 A. Valoarea lui R se calculează din legea lui Ohm și parametrii panoului solar. Aceștia trebuie să indice valorile nominale ale panoului, de exemplu: 14,4 V la 8 A. În acest caz, rezistoul șunt va avea 1,8 Ω la 115 W. Din motive de siguranță, alegeți rezistența ceva mai mică (să zicem 1,5 Ω) și dublați puterea nominală (să zicem, 230 W), altfel rezistorul se va încinge serios.

103 *Siguranță electronică*

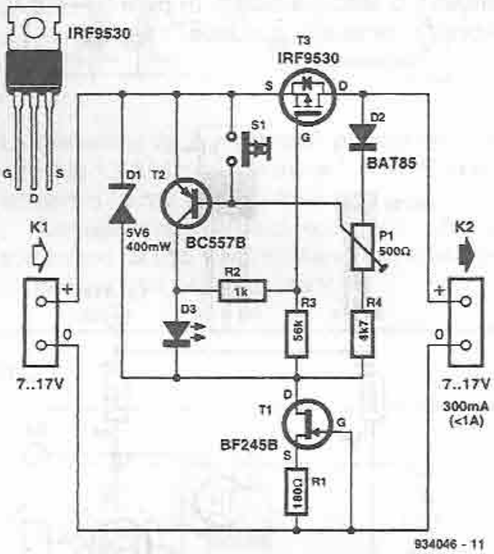
Majoritatea stabilizatoarelor moderne de tensiune au inclus un limitator de curent. Acestea sunt dotate, din păcate, cu o „siguranță" termică, dar în primă instanță ea nu controlează curentul, ci disipația. Întrucât acest tip de siguranță este foarte lent, în multe aplicații se adaugă o siguranță fuzibilă standard, încapsulată în sticlă, pentru a asigura protecția unui număr de componente împotriva supracurenților. De asemenea, multe surse de mică putere și adaptoare de rețea nu au protecție la scurtcircuit. În timpul dezvoltării și testării unor echipamente noi, acest lucru poate avea consecințe catastrofale.

În toate cazurile acestea, siguranța electronică rapidă descrisă aici se poate dovedi de mare utilitate. Siguranța se conectează între ieșirea sursei de alimentare și sarcină. După ce „s-a ars" siguranța și curentul a revenit la valoarea sa nominală, siguranța poate fi reinițializată cu S1.

Tranzistorul T1 și rezistorul R1 formează o sursă de curent de 6 mA care, împreună cu dioda Zener D1, produce o tensiune de 5,6 V în raport cu linia pozitivă de alimentare. Aceasta furnizează porții lui T3 o tensiune negativă suficient de mare pentru a menține acest MOSFET cu canal p în conducție (asigurând astfel conexiunea între sursa de alimentare și sarcină).

Când curentul de sarcină crește la aproximativ 1 A, căderea de tensiune pe T3, D2 și pe o parte a semireglabilului P1 atinge nivelul la care T2 intră în conducție, astfel încât joncțiunea poartă-sursă a lui T3 va fi scurtcircuitată. Dioda D3 se va aprinde, indicând că „s-a ars siguranța". În practică, LED-ul va lumina deja slab, atunci când curentul se apropie de valoarea critică. Circuitul se resetează prin apăsarea lui S1.

Cu valorile date în schemă, curentul maxim de sarcină este de circa 300 mA. Căderea de



tensiune pe T3 este de numai 100 mV. Se pot obține curenți mari de sarcină prin folosirea unui MOSFET cu canal p cu parametri superiori în poziția lui T3, sau prin conectarea a două sau mai multe FET-uri de tip IRF9530 în paralel. Nu este necesar radiator, deoarece disipația maximă nu depășește 40 mW.

LED-ul trebuie să fie de curent mic, întrucât curentul disponibil este de numai 6 mA.

Circuitul se calibrează furnizând prin K1 curentul la care trebuie să acționeze siguranța și reglând P1 până când siguranța „se arde".

După cum s-a mai spus, se pot folosi și alte tipuri de MOSFET-uri cu canal p în poziția lui T3. Rețineți, însă, că precizia valorii curentului la care acționează siguranța este cu atât mai redusă cu cât este mai mică rezistența drenă - sursă în conducție a acestuia.

104 Diodă Zener rapidă de mare putere

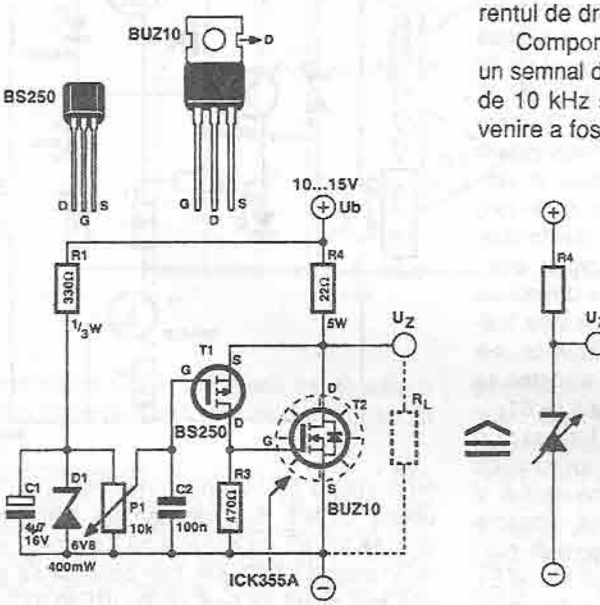
Rolul prezentei scheme de „diodă Zener" este acela de stabilizator rapid de tensiune care poate debita curenți mari. Circuitul se bazează pe un tranzistor SIPMOS de tip BUZ10, care permite o disipație mare de putere și suportă curenți ridicați.

Dintr-o sursă externă de alimentare, a cărei tensiune trebuie să fie cu circa 2 V mai mare decât tensiunea stabilizată dorită, P1-C1-D1 creează o tensiune stabilă în plaja 0 ÷ 6,8 V. Această tensiune deschide tranzistorul T1, care la rândul său îl deschide pe T2. Dacă tensiunea Uz scade ușor, potențialul porții lui T1 scade, prin urmare T2 își mărește rezistența drenă-sursă, astfel încât tensiunea de ieșire crește. Viteza de reacție este determinată de R4.

Circuitul, așa cum apare în figură, furnizează tensiuni de ieșire în gama 3,9 ÷ 9,6 V pentru o tensiune de intrare de 15 V.

În cazul prototipului, s-a reglat o tensiune în gol de 6 V (curentul absorbit de T2 era de 490 mA), care a scăzut la 5,94 V când s-a conectat o sarcină de 15 Ω (valoare minimă) în paralel cu T2, cum este figurat prin linie punctată. Curentul de drenă devine 13 mA.

Comportarea dinamică este excelentă: cu un semnal dreptunghiular de intrare cu frecvența de 10 kHz și o sarcină de 15 Ω, timpul de revenire a fost mai mic de 1 µs.



105 Redresor activ rapid

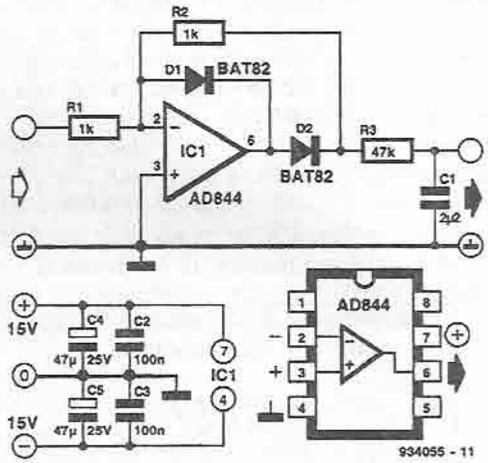
Redresorul are ca scop îmbunătățirea benzii de frecvență a multimetrelor digitale. Are la bază un redresor semialternanță în configurație clasică. Dioda D2 este în serie cu ieșirea AO IC1. Deoarece rezistoarele de reacție R1 și R2 preiau reacția de după D2, semialternanțele negative ale semnalului de la intrarea circuitului vor apărea cu aceeași valoare în catodul lui D2. În timpul semialternanțelor pozitive de pe intrare, ieșirea AO este menținută la aproximativ 0 V, cu D1. Rețeaua R3-C1 de la ieșire integrează tensiunea simplu redresată, astfel încât tensiunea continuă la bornele lui C1 reprezintă valoarea medie a semialternanțelor negative ale semnalului de intrare. Dacă semnalul original era sinusoidal, tensiunea

continuă va fi de π ori mai mică decât amplitudinea semnalului de intrare.

AO folosește o reacție în curent. Lățimea sa de bandă este determinată de valorile rezistoarelor din bucla de reacție. Pentru a obține o lățime mare de bandă, valorile acestora trebuie să fie cât mai mici posibil. Pentru a păstra o impedanță de intrare acceptabilă (1 kΩ, în cazul prototipului), atât R1 cât și R2 au valoarea de 1 kΩ. Lățimea de bandă este de 30 MHz, în acest caz. Cu valorile ambelor rezistoare reduse la jumătate, lățimea de bandă devine 60 MHz.

Precizia redresorului nu este determinată numai de lățimea de bandă, ci și de viteza de creștere (slew rate). Cea a lui AD844 este de minim 1200 V / µs (tipic, 2000 V / µs). Mai mult, în aceasta joacă un rol și capacitatea și caracteristicile în polarizare directă ale lui D1 și D2. BAT82 are o capacitate de 1,6 pF și o tensiune directă de aproximativ 0,5 V la un curent direct de 4 mA.

La prototipul circuitului s-au măsurat frecvențele pentru o scădere cu 1% (circa 0,1 dB).



La o tensiune de ieșire de 1 V, punctul de −1% a fost la 1,7 MHz; la 100 mV a fost la 400 kHz iar pentru 10 mV a fost la 45 kHz.

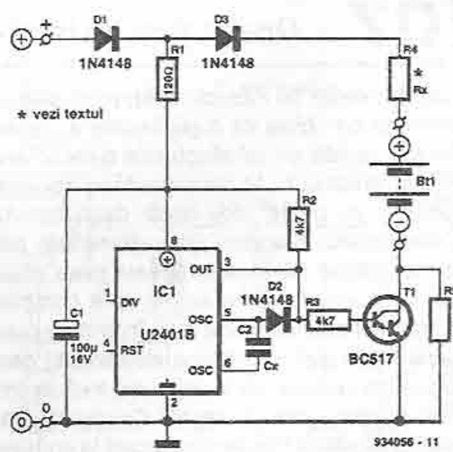
Circuitul consumă un curent de 6,5 mA la o alimentare de ±15 V. Alimentarea lui AD844 se poate face între ±4,5 V și ±18 V.

106 *Încărcarea bateriilor pastilă*

La circuitele miniatură, există tendința de evitare a bateriilor-pastilă uscate (scumpe) și de orientare spre baterii-pastilă NiCd. Aceste baterii sunt ușor de întreținut: se pot încărca cu curent constant o anumită perioadă bine determinată, în mod normal 14-16 ore.

Încărcătoarele obișnuite pentru baterii NiCd nu sunt, în general, adecvate pentru încărcarea bateriilor-pastilă, deoarece curentul lor minim de încărcare este prea mare pentru aceste baterii. Încărcătorul descris aici se alimentează de la un adaptor de 9 V și poate încărca între una și cinci baterii pastilă.

D1 este o diodă de protecție, în timp ce R1 și C1 decuplează linia de alimentare a procesorului de încărcare IC1, o variantă economică a binecunoscutului U2400B. D3 este o protecție împotriva inversării polarității bateriilor-pastilă. R4 limitează curentul de încărcare la 5 mA. În timpul încărcării în impulsuri, prin R4 și R5 circulă un curent de 0,5 mA. Valoarea lui C2 determină timpul de încărcare. După ce se conectează adaptorul la rețea, bateriile se încarcă la



curent maxim pentru o perioadă dată în tabel (T1 saturat); după această perioadă, urmează încărcarea în impulsuri (T1 blocat). Încărcarea în impulsuri se face întotdeauna cu 1 / 10 din curentul maxim de încărcare.

C2 (nF)	Timp de încărcare	C2 (nF)	Timp de încărcare
15	0 h 58'	68	4 h 27'
18	1 h 10'	82	5 h 22'
22	1 h 26'	100	6 h 33'
27	1 h 46'	120	7 h 51'
33	2 h 09'	150	9 h 49'
39	2 h 33'	180	11 h 47'
47	3 h 04'	220	14 h 25'
56	3 h 40'	270	17 h 41'

Capacitate (mAh)	Curent de încărcare (mA)	R4 (kΩ) pentru un număr de baterii			
		1	2	3	4
8	0,5	15	12	8,2	4,7
15	1,0	6,8	5,6	3,9	2,7
18	1,5	4,7	3,9	2,7	1,8
36	2,0	3,6	2,7	2,2	1,2
75	2,5	2,7	2,2	1,8	1,0
120	5,0	1,5	1,2	0,82	0,47
190	10	0,68	0,56	0,39	0,27
230	15	0,47	0,39	0,27	0,18
310	25	0,36	0,27	0,22	0,12

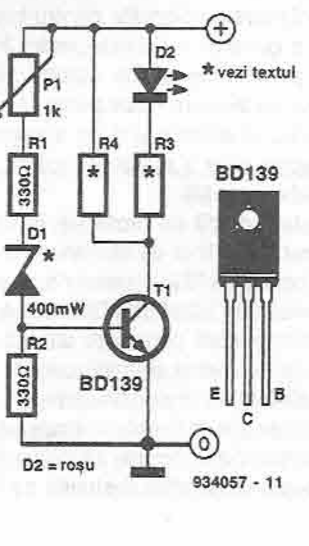
R5 = 0,1 R4

107 *Descărcător de baterii*

Când bateriile se încarcă rapid, producătorul recomandă de obicei ca după fiecare a cincea încărcare rapidă să se efectueze o încărcare „normală", adică la 1 / 10 din capacitate. Aceasta, oricum, nu se poate face decât dacă bateria este descărcată. În același timp, elementele bateriei nu trebuie să fie descărcate prea mult. Dacă, de exemplu, un element este complet descărcat iar celelalte sunt încă încărcate (sau aproape încărcate), polaritatea elementului descărcat se va inversa, iar acest lucru trebuie împiedicat pentru a proteja bateria. Ca regulă ușor de reținut, o baterie trebuie descărcată la un nivel mediu de 1 V / element.

Schema prezintă un circuit potrivit pentru descărcarea bateriilor nichel-cadmiu (NiCd), precum și a bateriilor cu nichel - hidrură de metal. Este simplu și ieftin, dar componentele trebuie corelate cu numărul de elemente pe care le conține bateria.

Cât timp D2 este aprinsă, bateria se descarcă prin R4 și T1. Când tensiunea bateriei scade sub valoarea fixată cu P1, T1 nu mai



primește curent pe bază. LED-ul se stinge iar circuitul de descărcare poate fi decuplat. Bateria se poate acum încărca.

Circuitul se poate testa cu ajutorul unei surse de tensiune reglabilă cu limitator de curent. Conectați descărcătorul la sursa de alimentare: R4 poate fi omisă. Stabiliți ieșirea sursei la nivelul dorit, la care T1 ar trebui să se blocheze. Reglați P1 până când D2 luminează slab. Acest reglaj determină tensiunea la care se poate descărca o baterie.

Întrucât amplificarea nu este prea mare, există o zonă unde D2 se stinge treptat și unde deci, curentul descrește treptat. Aceasta nu afectează, totuși, circuitul.

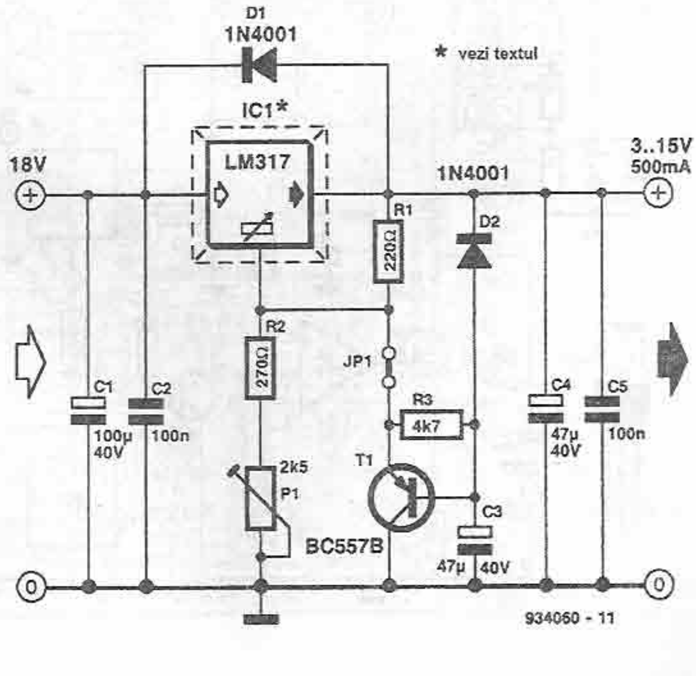
Dacă plaja este prea mică, trebuie mărită sau micșorată valoarea diodei Zener.

Valoarea lui R4 este calculată pentru un curent de descărcare de circa 0,5 A. Această valoare nu este critică. Aceasta înseamnă că, dacă se dovedește dificilă obținerea unui rezistor de 6,8Ω, se poate folosi fără probleme unul de 4,7 Ω sau de 10 Ω. Întrucât tensiunea bateriei este supravegheată, nu este necesară stabilizarea curentului de descărcare.

Nr. de celule	D1 [V]	R3 [Ω]	R4 [Ω]
3	1,2 (2 diode)	150	6,8 (5 W)
4	2,4 (3 diode)	270	10 (5 W)
5	3,3	330	12 (5 W)
6	3,9	470	15 (10 W)
7	4,7	560	15 (10 W)
8	5,6	680	18 (10 W)
9	6,8	680	22 (10 W)
10	8,2	820	22 (10 W)

108 *Întârzierea ieșirii stabilizatorului*

În acest circuit, un stabilizator de tensiune reglabilă cu LM317 a fost înzestrat cu facilitatea ca, la conectarea tensiunii de intrare, tensiunea de ieșire să crească lent spre valoarea stabilită cu P1. Spre exemplu, dacă P1 a fost reglat pentru o tensiune de ieșire de 15 V, această valoare se atinge abia după 5 secunde. Dacă tensiunea de ieșire a fost reglată la 7,5 V, această valoare se atinge după 2,5 secunde. Cu alte cuvinte, durata întârzierii este direct proporțională cu tensiunea fixată la ieșire. Întârzierea se poate mări prin creșterea valorii lui R3 și C3. Temporizarea poate fi dezactivată îndepărtând legătura JP1



(care este utilă atunci când se reglează P1).

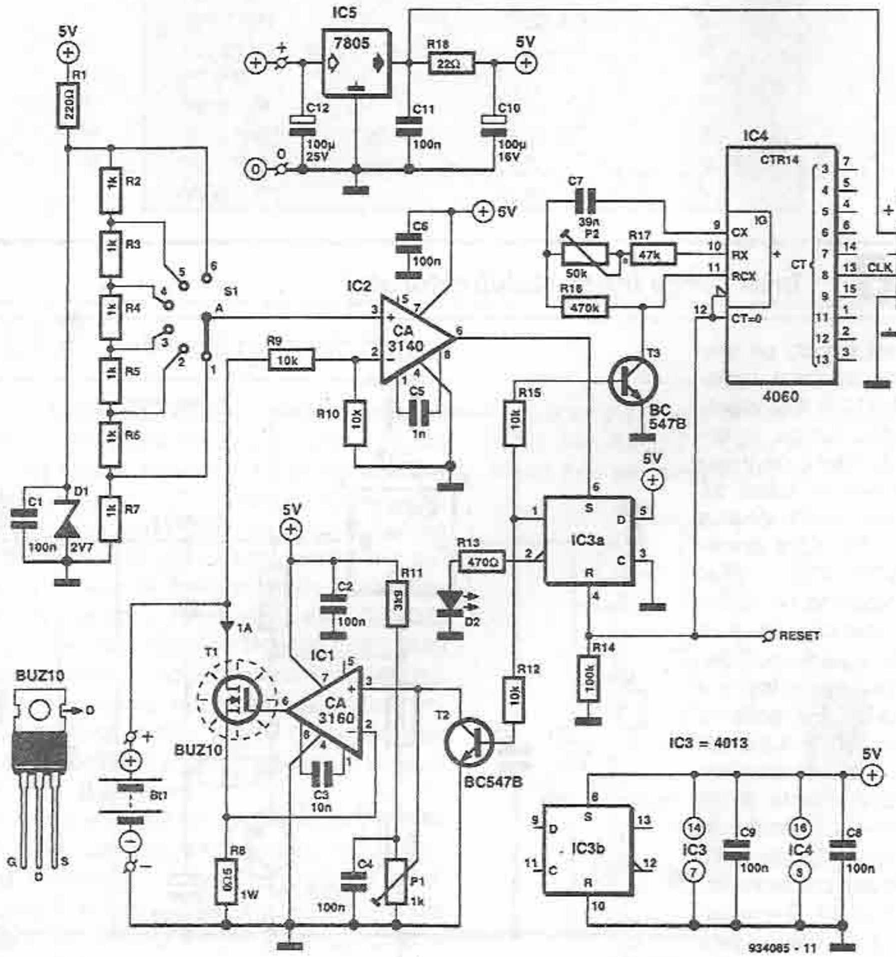
Dioda D2 protejează joncțiunea bază-emitor a lui T1 împotriva polarizării inverse cu tensiuni mari. Fără diodă, dacă s-ar scurtcircuita ieșirea stabilizatorului, tensiunea condensatorului încărcat C3 ar produce o tensiune U_{BE} care depășește valoarea admisibilă de 6 V.

Dioda D1 protejează stabilizatorul în cazul în care tensiunea de intrare ar scădea (accidental) mai repede decât tensiunea de ieșire.

Circuitul absoarbe un curent de numai câțiva mA, deși curentul de vârf poate atinge 1,5 A. Pentru a evita activarea protecției termice a circuitului LM317 (montat pe un radiator de 14°K / W), curentul constant de ieșire nu trebuie să depășească 500 mA.

109 Măsurarea capacității bateriilor NiCd

Testerul de capacitate va furniza o indicație precisă a capacității a până la șase baterii NiCd (nichel-cadmiu) conectate în serie. Este foarte util pentru monitorizarea procesului de îmbătrânire a bateriilor NiCd, și pentru depistarea bateriilor cu funcționare defectuoasă, care sunt întot-



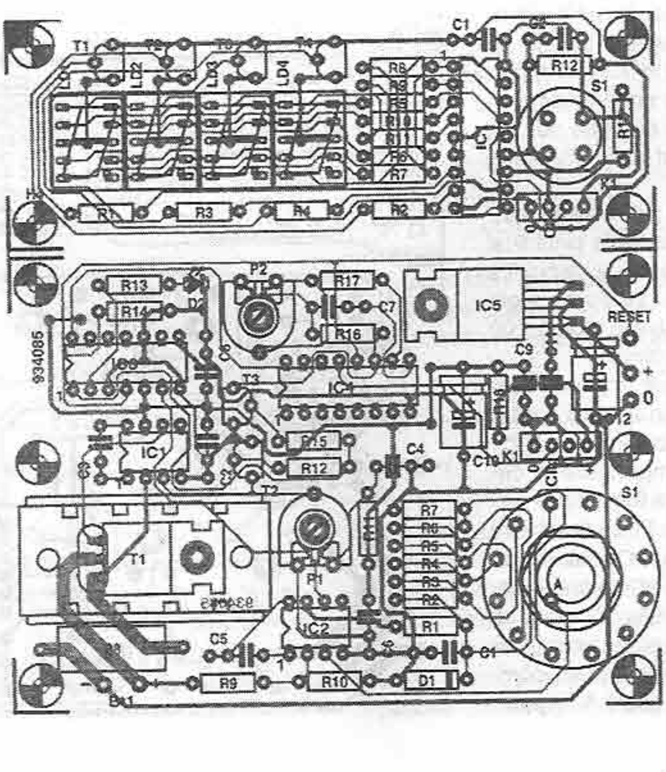
deauna o sursă de probleme în echipamentele alimentate de la baterii.

Înainte de a se putea stabili capacitatea unei baterii NiCd, aceasta trebuie încărcată complet cu încărcătorul obișnuit. Apoi, bateria se conectează la circuitul pentru măsurarea capacității, care absoarbe un curent constant de descărcare. După conectarea bateriei și resetarea circuitului este pornit un numărător, și oprit apoi în momentul în care testerul sesizează atingerea nivelului „descărcat" al bateriei. Numărătorul este acționat cu impulsuri de tact de la oscilator, iar numărul de „tic"-uri înregistrate este o indicație a capacității bateriei în mAh (miliamper-oră). Această metodă de măsurare se bazează pe presupunerea că valoarea tensiunii pentru starea „descărcat" a bateriei este cunoscută și fixată drept prag de comutare pentru tester.

Bateria este descărcată de un circuit care absoarbe un curent constant, format din T1 și IC1. Ca regulator de putere se folosește un MOSFET de tip BUZ10, datorită rezistenței drenă-sursă (R_{DS-ON}) foarte reduse. Curentul de descărcare se măsoară cu ajutorul lui R8 și este menținut la o valoare constantă de 1 A de către comparatorul IC1. Curentul de descărcare se reglează cu semireglabilul P1. Tranzistorul T2 permite comanda pornit / oprit a curentului de descărcare sub controlul bistabilului IC3a. Curentul de descărcare este întrerupt dacă IC3a este în starea „1" logic.

Ciclul de descărcare începe atunci când intrarea Reset a lui IC3a este în „0". Intrarea Set este comandată de un comparator, IC2, care compară tensiunea bateriei cu tensiunea contactului mobil al comutatorului rotativ S1. Acest comutator selectează numărul de baterii conectate, care poate fi cuprins între unu și șase. El furnizează o tensiune nominală de 0,5 V per baterie conectată.

Tensiunea bateriei este divizată cu 2 de către R9-R10 și apoi se aplică la intrarea inversoare a lui IC2. Când tensiunea pe baterie scade sub 1 V, tensiunea la intrarea inversoare a lui IC2 scade sub tensiunea de referință fixată cu S1. Ca urmare, comparatorul își schimbă starea. Ieșirea sa urcă la +5 V, trece bistabilul în „1" și întrerupe curentul de descărcare a bateriei. De asemenea, oscilatorul-numărător

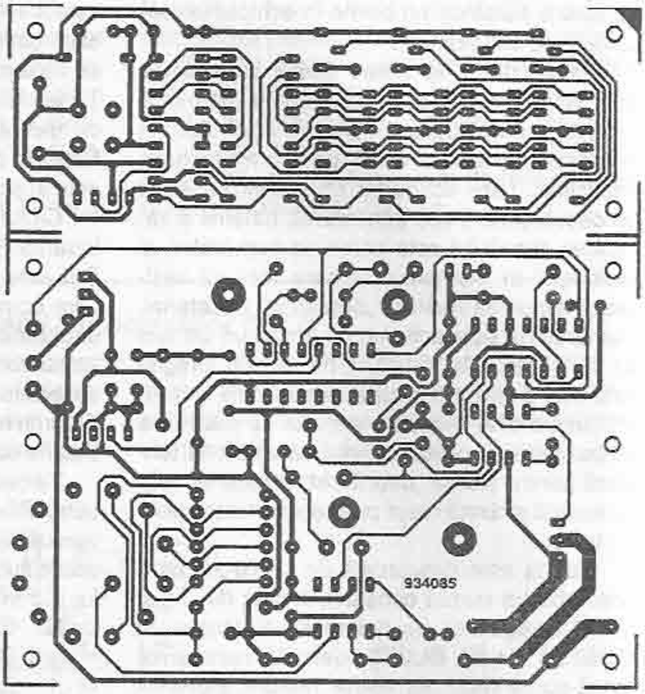


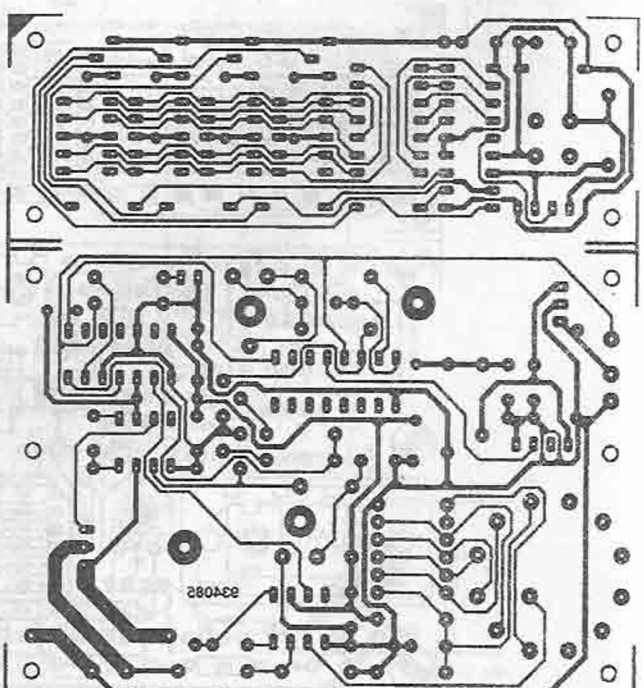
IC4 este oprit prin intermediul lui T3, astfel încât impulsurile de numărare de pe conectorul K1 dispar. Deși în acest punct T1 este comandat în blocare, bateria se descarcă în continuare cu un curent de aproximativ 50 mA. Aceasta înseamnă că va trebui deconectată cât mai repede după încheierea testului. Impulsurile generate de IC4 pot fi aplicate oricărui tip de numărător capabil să accepte semnal de intrare digital cu amplitudinea de 5 V. Prototipul testerului de capacitate a fost conectat la modulul numărător cu 4 cifre descris în Ref. 1. În afară de conexiunile de alimentare și tact, s-a conectat obligatoriu și linia Reset. Aceasta dă posibilitatea resetării întregului circuit (tester de capacitate plus circuit de afișare) prin apăsarea unui singur buton.

Semireglabilul P2 se reglează astfel încât o baterie nouă să producă o indicație corespunzătoare capacității bateriei în mAh, de exemplu „1200" pentru o baterie de 1,2 Ah. Întrucât o capacitate a bateriei de 1 Ah echivalează cu 1000 de impulsuri de ieșire pe oră, frecvența de tact a oscilatorului devine:

$(1000 / 3600) \times 2^9 = 142{,}2$ Hz, care se poate măsura la pinul 9 al lui IC4. Dacă nu aveți la dispoziție un frecvențmetru, se poate regla P2 până când afișajul indică 100 de impulsuri în 6 minute.

Placa de circuit imprimat permite construirea în același timp a testerului și a indicatorului cu 4 cifre. Lista de componente a circuitului de afișare a fost reluată aici pentru comoditate. Placa de afișare se fixează deasupra testerului de capacitate cu ajutorul a patru distanțiere pentru cablaj. Aceasta ar permite montarea conectorului tată al plăcii de afișare pe fața cu componente, încât să poată fi inversat





în conectorul mamă de pe placa testerului. Conexiunea de reset dintre cele două plăci se va face printr-un fir separat.

Listă de componente

SECȚIUNEA DE MĂSURĂ
Rezistoare:
R1 = 220 Ω
R2 ÷ R7 = 1 kΩ
R8 = 0,5 Ω / 1 W
R9, R10, R12, R15 = 10 kΩ
R11 = 3,9 kΩ
R13 = 470 Ω
R14 = 100 kΩ
R16 = 470 kΩ
R17 = 47 kΩ
R18 = 22 Ω
P1 = 1 kΩ, semireglabil tip H
P2 = 47 kΩ, semireglabil tip H

Condensatoare:
C1, C2, C4, C6, C9, C11 = 100 nF
C3 = 10 nF
C5 = 1 nF
C7 = 39 nF
C10 = 100 µ / 16 V
C12 = 100 µF / 25 V

Semiconductoare:
D1 = diodă Zener, 2,7 V / 400 mW
D2 = LED ∅ 3 mm
T1 = BUZ10
T2, T3 = BC547B

Circuite integrate:
IC1 = CA3160
IC2 = CA3140
IC3 = 4013
IC4 = 4060
IC5 = 7805

Diverse:
J1 = conector mamă cu 4 terminale, SIL
S1 = comutator monopolar rotativ cu 12 poziții pentru montare pe cablaj
Radiator pentru T1
Cablaj Ref. 634085

SECȚIUNEA DE AFIȘARE
Rezistoare:
R1, R4, R12 = 1,5 kΩ
R5, R11 = 56 Ω
R13 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF

Semiconductoare:
T1 ÷ T4 = BC547B
LD1 ÷ LD4 = HD1107

Circuite integrate:
IC1 = 74C926

Diverse:
S1 = comutator cu apăsare, pentru montare pe cablaj
K1 = conector tată cu 4 pini, SIL

Referință bibliografică:
1. *„Modul numărător cu 4 cifre"*, Elektor Electronics, decembrie 1992.

110 *Supravegherea tensiunii bateriei*

Circuitul integrat Philips TEA1041T este ideal pentru supravegherea tensiunii bateriilor de 1,8 ÷ 4,0 V. Triggerul intern și logica de temporizare nu permit ca circuitul să reacționeze la căderile scurte ale tensiunii de alimentare datorate unor impulsuri de curent de sarcină. Se pot folosi unul sau două LED-uri pentru a indica scăderea tensiunii sub un nivel prestabilit.

Un circuit cu două LED-uri este prezentat în fig. 1. Divizorul de tensiune R1-R2 determină tensiunea începând de la care LED-ul va semnaliza că bateria este încărcată. Divizorul va trebui să furnizeze, în acest caz, exact 1,25 V la pinul 1. Stabiliți pentru R2 o valoare între 1 kΩ

1

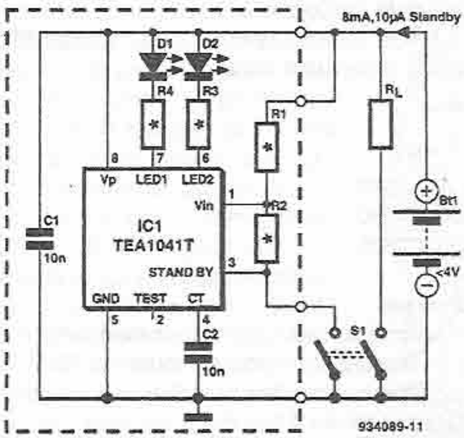


Fig. 2 arată cum poate fi încorporat CI într-un aparat existent: D2 a fost omisă, iar pinul 3 a fost legat permanent la masă: circuitul de supraveghere este conectat la sarcină atâta timp cât S1 este închis. CI lucrează așa cum s-a descris anterior, dar LED-ul nu luminează după reset.

Dacă tensiunea de alimentare este mai mare de 4 V, conectarea trebuie făcută așa cum se arată prin linie punctată în fig. 2 (R1 la R5, iar D3 și C3 la masă). Astfel, tensiunea de alimentare va fi coborâtă, cu D3, la 3,3 V. Divizorul de tensiune este însă conectat la întreaga tensiune de alimentare.

și 100 kΩ și calculați R1 din:

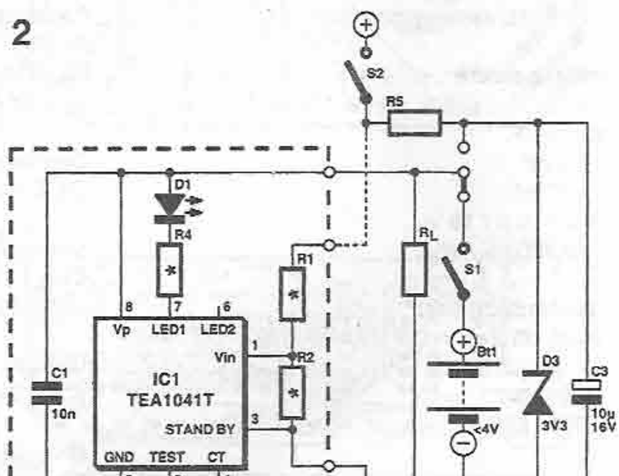
$$R1 = R2\,(U_{th} / 1{,}25 - 1) \quad [\Omega],$$

unte U_{th} este nivelul dorit al tensiunii. Valorile lui R3 și R4 sunt 100 ÷ 220 Ω, în funcție de tensiunea bateriei.

TEA1041T este activat când pinul 3 se află la potențialul masei. Dacă tensiunea la pinul 1 scade sub 1,25 V, un numărător digital va crea o temporizare de aproximativ 2 s. Dacă nivelul pe pinul 1 se menține sub 1,25 V, CI trece în stare de alarmă: D1 se aprinde și rămâne aprins chiar dacă tensiunea la pinul 1 atinge din nou 1,25 V. Dacă, în această situație, se deschide S1, ambele LED-uri vor lumina puternic aproximativ 4 s. După aceea, CI revine în starea stand-by (de așteptare) în care absoarbe un curent de circa 10 μA, care constituie o sarcină neînsemnată pentru baterie.

Sursă: Fila de catalog Philips pentru TEA1041T: indicator de tensiune scăzută a bateriei.

2



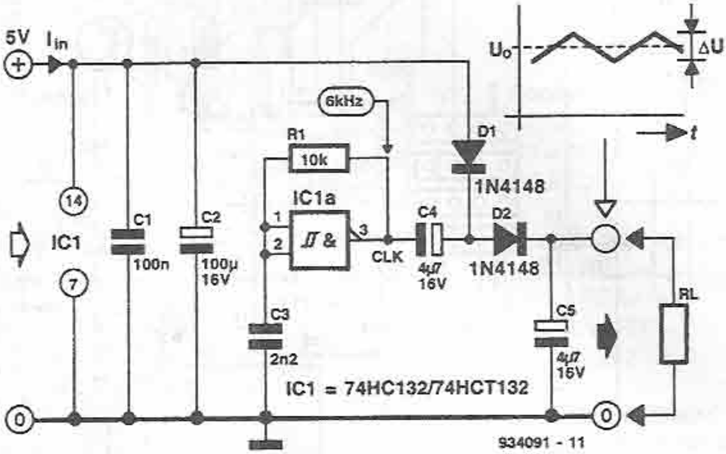
111 *Dublor de tensiune ieftin*

Dubloarele de tensiune sunt întâlnite frecvent în circuitele electronice. Circuitul de față este o variantă care prezintă interes, deoarece majoritatea circuitelor dispun de un tact (CLK) trecut printr-o poartă tampon sau de o poartă cu trigger Schmitt nefolosită. Deoarece în aceste cazuri nu mai este necesar un nou CI, costul dublorului se reduce mult.

Dacă este disponibil semnalul CLK trecut prin buffer, sunt necesare numai patru componente,

C4, C5, D1 și D2, pentru a produce o tensiune de 10 V de la o sursă de 5 V. Dacă oscilatorul trebuie construit dintr-o poartă nefolosită, sunt necesare în plus două componente: R1 și C3.

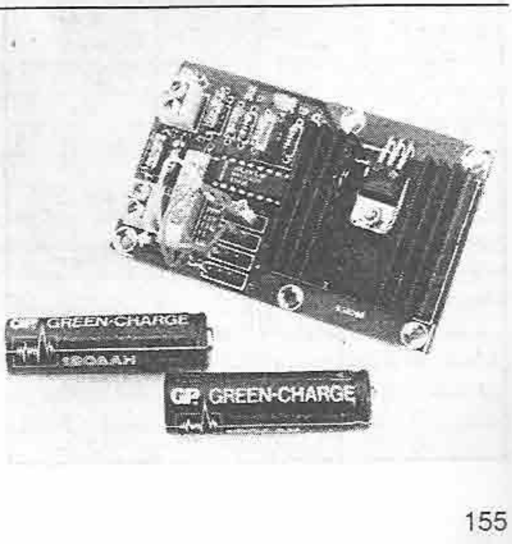
Cei mai importanți parametri ai circuitului sunt dați în tabel. Rețineți că, datorită toleranțelor în circuitul de tact, aceste date pot prezenta unele diferențe.



R_L [Ω]	U_o [V]	ΔU [mVvv]	I_{in} [mA]	η [%]
–	9,4	0	2,4	–
2200	8,0	15	20,0	29
780	7,0	40	28,3	45
460	6,0	80	37,6	41

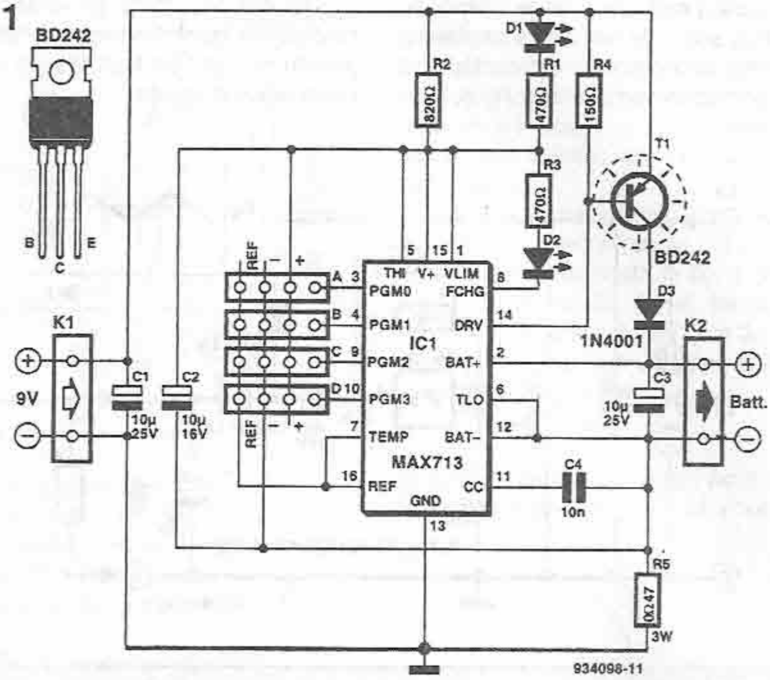
112 *Încărcarea rapidă a bateriilor NiCd și NiMH*

CI compatibile pin-la-pin tip MAX712 și MAX713 produse de Maxim sunt destinate încărcării rapide a bateriilor cu nichel - hidrură de metal (NiMH); MAX713 poate fi, de asemenea, folosit în încărcătoarele de baterii nichel-cadmiu (NiCd). C este capacitatea nominală a bateriei în Ah. De observat că încărcarea la curenți > 2 C trebuie încercată doar în cazul în care bateriile respective admit acest lucru (vezi datele de catalog ale producătorului).



CI încarcă rapid o baterie NiMH sau NiCd prin forțarea unui curent constant prin aceasta (dV / dt). Curentul de ieșire al CI se află întotdeauna într-una din cele două stări: ridicată (încărcarea rapidă) sau joasă (încărcarea în

1



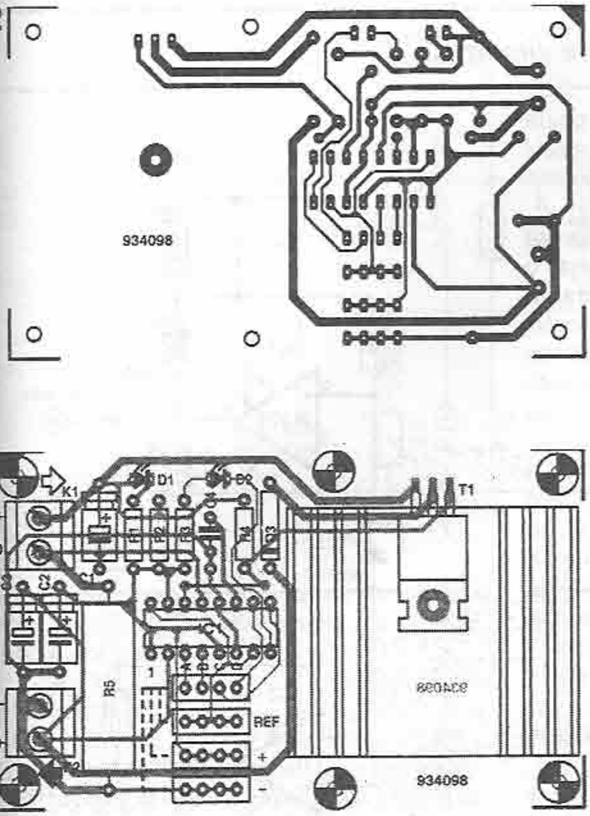
impulsuri). Odată ce s-a detectat încărcarea completă, curentul este redus la cel de încărcare intermitentă. CI supraveghează trei parametri pentru a determina momentul în care bateria a atins încărcarea completă: panta tensiunii, temperatura bateriei și timpul de încărcare.

Încărcătorul descris aici este alimentat de la un adaptor de rețea cu tensiunea de ieșire de 9 Vcc și curentul de ieșire nominal de cel puțin 1 A. Aceasta permite încărcarea unei baterii NiMH pentru lanterna stilou la o viteză de 0,5 C, și a unei baterii NiCd la o viteză de 1 C. Tensiunea maximă de încărcare este limitată la 1,65 V / baterie. Încărcarea rapidă este întreruptă fie după scurgerea timpului de încărcare programat, fie la scăderea tensiunii bateriei (metoda dV / dt).

Număr elemente	PGM0 Conector A	PGM1 Conector B
1	V+	V+
2	V+	liber
3	V+	REF
4	V+	BAT–
5	liber	V+
6	liber	liber
7	liber	REF
8	liber	BAT–
9	REF	V+
10	REF	liber
11	REF	REF
12	REF	BAT–
13	BAT–	V+
14	BAT–	liber
15	BAT–	REF
16	BAT–	BAT–

Timp limită (min)	A / D interval eșantionare (sec) (tA)	PGM2 Conector C	PGM3 Conector D	CRT
22	21	REF	V+	1/64
33	21	BAT–	V+	
45	42	REF	liber	1/32
66	42	BAT–	liber	
90	84	REF	REF	1/16
132	84	BAT–	REF	
180	168	REF	BAT–	1/8
264	168	BAT–	BAT–	

2



Listă de componente

Rezistoare:
R1, R3 = 470 Ω
R2 = 820 Ω
R4 = 150 Ω
R5 = 0,47 Ω / 3 W

Condensatoare:
C1, C3 = 10 µF / 25 V
C2 = 10 µF / 16 V
C4 = 10 nF

Semiconductoare:
D1 = LED roșu
D2 = LED verde
D3 = 1N4001
T1 = BD242

Circuite integrate:
IC1 = MAX713 sau MAX712

Diverse:
K1, K2 = regletă cu 2 borne, cu implantare, pasul 5 mm
Carcasă
Radiator tip SK59 (Fischer)
Cablaj Ref. 934098

Valoarea lui R5 se calculează cu relația:

$R5 = 0,25 / I_{rapid}$,

unde I_{rapid} este curentul de încărcare dorit.

Exemple: pentru a încărca o baterie NiMH de 1,2 Ah la o viteză de 0,5 C (două ore), este necesar un curent de încărcare de 1,2 x 0,5 = 0,6 A. Aceasta înseamnă că R5 devine 0,25 / 0,6 = 0,42 Ω. Cam aceeași rezistență de 0,47 Ω dată în schemă pentru încărcarea unei baterii NiCd de 500 mAh la o viteză de 1 C (o oră). În practică, rezistența de 0,47 Ω dată în schemă pentru R5 va lucra bine în ambele aplicații, întrucât curentul nu trebuie să aibă o valoare exactă și, în tot cazul, CI supraveghează elementele individuale ale bateriei.

CI includ în structura lor un temporizator care poate fi fixat pentru o gamă largă de timpi de încărcare. Viteza teoretică de încărcare de 1 C este aproximată la o valoare fixată de „66 minute". Similar, 0,5 C corespunde la 132 minute. Când perioada programată pentru încărcarea rapidă s-a scurs, D2 se stinge iar CI trece automat pe modul de încărcare în impulsuri. Curentul de încărcare în impulsuri depinde de timpul programat pentru încărcare (vezi tabelul 2). Ca regulă ușor de reținut, trebuie făcută o încărcare de 14 ore în impulsuri, o dată la fiecare cinci cicluri de încărcare „rapidă".

Construirea încărcătorului pe placa de circuit imprimat este simplă (fig. 2). Numărul de elemente și timpul de încărcare se stabilesc cu ajutorul unor jumpere din sârmă, a căror poziție se poate lua din tabelele 1 și 2. Tranzistorul de putere, T1, este montat pe un radiator. Rezistorul de putere R5 se montează la câțiva milimetri deasupra plăcii pentru a contribui la propria-i răcire.

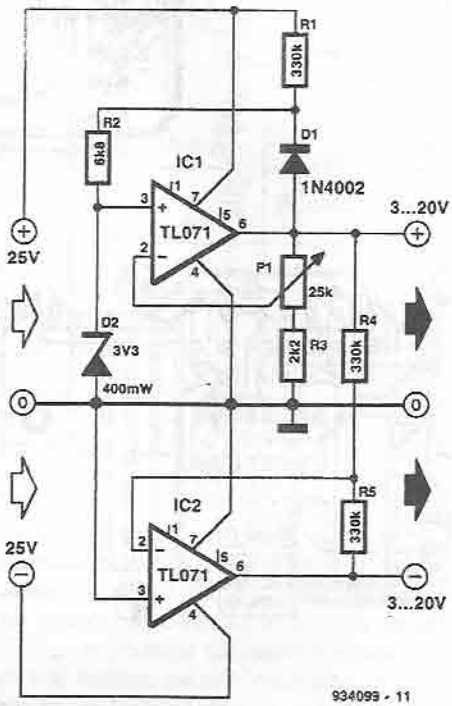
113 Sursă de alimentare simetrică

O sursă de alimentare simetrică se poate realiza cu numai două AO standard, în cazul în care curentul cerut este mic (de ordinul câtorva mA).

În schemă, jumătatea superioară furnizează tensiunea pozitivă. Drept referință servește o diodă Zener de 3,3 V conectată pe intrarea neinversoare (+) a lui IC1. Pentru a asigura pornirea circuitului, dioda se alimentează inițial prin R1 și apoi, când tensiunea de ieșire este suficient de mare, prin D1. O fracțiune din tensiunea de ieșire este adusă înapoi la intrarea inversoare (–) a lui IC1, prin intermediul lui P1. Cu cât este mai mică tensiunea de reacție, cu atât mai mare va fi tensiunea la ieșire. Tensiunea de alimentare a lui TL071 poate avea maxim 36 V, astfel încât tensiunea de ieșire poate urca până la aproximativ 30 V. Este, în orice caz, mai sigură menținerea tensiunii de alimentare a AO la valori mai scăzute și acceptarea unei tensiuni ceva mai reduse la ieșirea acestora.

Partea inferioară a schemei este varianta în oglindă a părții superioare: ea furnizează tensiunea negativă de ieșire. AO IC2 necesită o sursă suplimentară (negativă) de tensiune de alimentare.

Tensiunile de ieșire pot deveni și mai stabile dacă se va conecta câte un condensator electrolitic de 10 µF în paralel pe fiecare ieșire.

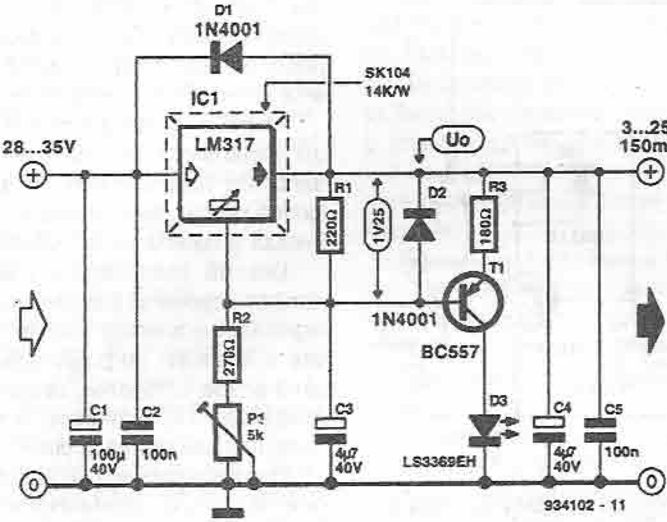


114 Indicator de scurtcircuit la stabilizator

Stabilizatoarele de tensiune moderne integrate sunt protejate împotriva scurtcircuitelor, dar nu oferă nici o indicație la producerea unui scurtcircuit. În cazul regulatoarelor cu tensiune de ieșire fixă (78xx) se poate realiza ușor un indicator de scurtcircuit prin conectarea unui LED în serie cu un rezistor la ieșirea stabilizatorului. LED-ul va lumina doar pe timpul funcționării normale, adică în prezența tensiunii de intrare și cu ieșirea nescurtcircuitată.

Dacă se folosește acest tip de indicator la stabilizatoare cu tensiune de ieșire reglabilă, de exemplu LM317, strălucirea LED-ului va varia cu tensiunea de ieșire. Pentru a obține strălucire constantă, curentul prin LED trebuie făcut independent de tensiunea de ieșire. Așadar, limitarea curentului prin LED nu trebuie făcută cu un rezistor înseriat, ci cu o sursă de curent. O astfel de sursă se poate crea folosind o singură componentă în plus: T1 din schema circuitului.

Montajul face uz de tensiunea de referință disponibilă la bornele lui R1. Această tensiune este generată de LM317 și servește, în primă instanță, împreună cu R1, R2 și P1, la stabilizarea tensiunii de ieșire.



În circuitul indicator, tensiunea de referință se folosește la menținerea constantă a căderii de tensiune pe R3:

$U_{R3} = 1{,}25\ V - U_{eb} = 1{,}25 - 0{,}65 = 0{,}6\ V$.

Curentul prin D3 va fi atunci 0,6 / 180 = 3,3 mA, care este mai mult decât suficient pentru un LED de curent mic precum cel folosit aici.

În cazul prototipului, curentul prin LED a rămas constant pentru tensiuni de ieșire între 3 V și 25 V. Cu alte cuvinte, pentru această gamă de tensiuni, LED-ul luminează cu strălucire constantă.

Curentul de bază al lui T1 este de numai 15 µA, astfel încât funcționarea stabilizatorului nu este afectată de conectarea acestuia la tensiunea de referință.

În acest circuit, T1 disipă doar 100 mW atunci când tensiunea sa colector-emitor este de 25 V. Cum acest tranzistor poate disipa până la 500 mW (cu radiator), supraîncălzirea este foarte puțin probabilă. De asemenea, tensiunea sa colector-emitor, de 25 V, este mult sub valoarea maximă admisibilă, de 45 V. De aceste valori va trebui, însă, ținut cont, dacă sursa debitează tensiuni mai mari de ieșire.

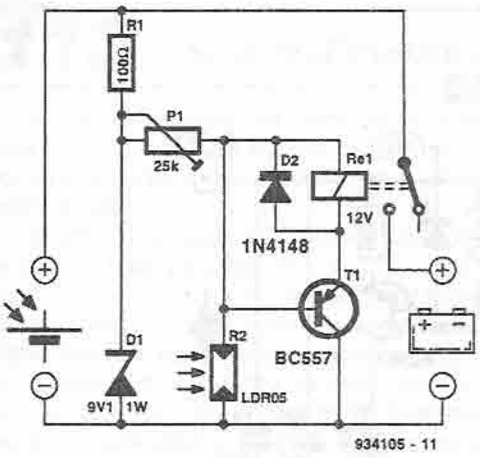
Condensatorul C3 mărește rejecția ondulațiilor de la 65 dB la 80 dB. Dioda D2 protejează IC1 și T1 împotriva curenților prea mari de descărcare ai lui C3, și împotriva valorilor prea mari ale tensiunii inverse bază-emitor (maxim admisă, 5 V) la scurtcircuitarea ieșirii stabilizatorului.

Dioda D1 protejează regulatorul contra curenților de descărcare ai lui C4 (și ai oricăror capacități electrolitice din circuitul alimentat). Fără această diodă, aceste condensatoare s-ar descărca prin regulator, în cazul scurtcircuitării intrării acestui CI sau al conectării ei la o tensiune mai scăzută.

Curentul de repaus al indicatorului este de circa 10 mA, în timp ce curentul de vârf al circuitului se poate ridica la 1,5 A. La tensiunea maximă de intrare (35 V) și tensiunea minimă de ieșire (3 V), circuitul poate debita un curent constant de aproximativ 150 mA.

115 *Comutator pentru panou solar*

Când o baterie se încarcă în cursul zilei de la un panou solar, aceasta se poate descărca (parțial) prin panou după căderea întunericului. Acest lucru poate fi împiedicat printr-o diodă, dar cu dezavantajul unei căderi directe de tensiune de 0,7 V, sau, în cazul unei diode Schottky,



0,4 V. În multe aplicaţii, aceasta nu este acceptabilă.

Circuitul de faţă înlocuieşte dioda şi conectează panoul la baterie printr-un contact de releu. Acesta este alimentat de panoul solar. Când tensiunea de alimentare este prea mică, releul nu este acţionat, astfel încât bateria nu este conectată la panoul solar.

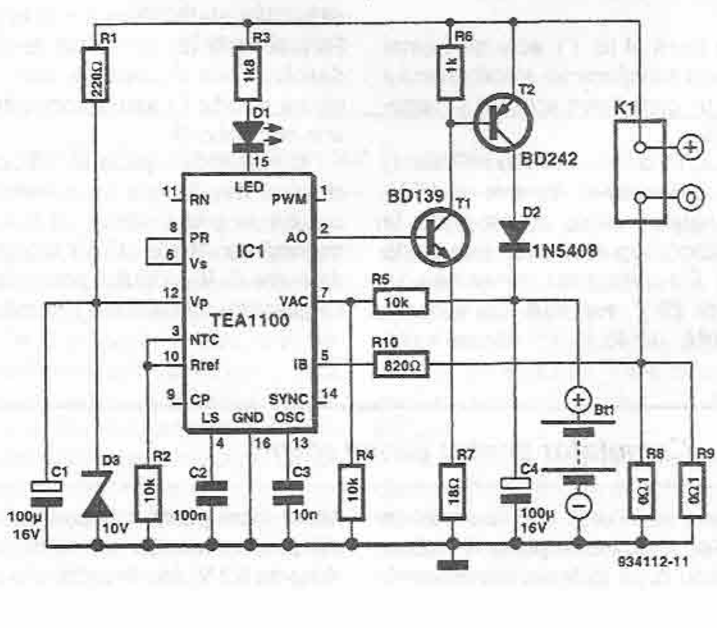
Atunci când tensiunea este suficientă pentru anclanşarea releului iar rezistenţa dependentă de lumină (LDR) R2 primeşte destulă lumină pentru deschiderea lui T1, releul se activează şi bateria se va încărca.

Datorită histerezisului său inerent, releul rămâne acţionat şi când tensiunea panoului înregistrează o anumită scădere. O baterie conectată şi încărcată nu poate acţiona releul atunci când scade iluminarea, deoarece R2 va bloca tranzistorul T1. Iluminarea la care se produce acest lucru se reglează din P1.

Deoarece consumul este determinat în primul rând de releu, e important ca acesta să fie de tip miniatură, cu rezistenţă mare a bobinei, dar care să fie totuşi capabil să comute până la 10 A (de exemplu, tipul Siemens V23037-A0002-A101).

116 *Regulator pentru încărcarea bateriilor*

CI Philips tip TEA1100 foloseşte principiul „delta-peak" de încărcare rapidă şi eficientă a bateriilor nichel-cadmiu (NiCd) şi a celor cu hidrură de metal – nichel (NiMH). Sarcina regulatorului încărcătorului de baterii pe baza variaţiilor este de a detecta şi evalua *variaţia* tensiunii



bateriei: dacă tensiunea pe pinul 7 scade cu mai mult de 1% sub maximul mediu, încărcarea este întreruptă. Conform filei de catalog a producătorului, tensiunea la pinul 7 trebuie să fie între 0,385 V și 3,85 V. Divizorul de tensiune R4-R5 face ca t.e.m. a bateriei să corespundă acestei plaje de valori. Valoarea acestor rezistoare e dată de:

$R4 / (R4 + R5) \cdot n \cdot 1,8 < 3,85;$

$R4 / (R4 + R5) < 2,14 \cdot n;$

$R4 / (R4 + R5) \cdot n \cdot 1,1 > 0,385;$

$R4 / (R4 + R5) > 0,35 \cdot n.$

Curentul de încărcare, Ic, este dat de:

$I_C = 1,25 \cdot R_{sense} / R_{sunt} \cdot R_{ref},$

unde R_{sense} este R10; R_{sunt} este R8 în paralel cu R9; iar R_{ref} este R2.

TO – depășirea intervalului de timp (time - out) – este o facilitate a CI cu rol de protecție. Dacă, dintr-un motiv oarecare, nu se poate detecta vreun maxim, CI încetează încărcarea la depășirea intervalului de timp. Această constantă de timp este dată de:

$TO = 226 \cdot 0,93 \cdot R_{ref} \cdot C_{osc},$

unde C_{osc} = C3. Observați că atât intervalul de timp cât și curentul de încărcare sunt influențate de R2. Când curentul de încărcare și intervalul de timp sunt impuse, valoarea lui R2 va trebui să fie fixă, iar cea a lui C3 să fie variabilă.

Când bateria este complet încărcată, TEA1100 trece în modul „încărcare de întreținere". În acest mod, într-o zecime din timpul normal de încărcare circulă 1/2 din curentul obișnuit de încărcare (cu alte cuvinte, bateria se încarcă în impulsuri ce reprezintă 1/20 din curentul normal de încărcare). Valoarea curentului de încărcare intermitentă se poate modifica pe baza formulei:

$I_{intermitent} = 1,25 \cdot R_{sense} / 10 \cdot R_{sunt} \cdot R_N.$

Curentul se determină din căderea de tensiune pe rezistorul șunt și este comutat de tranzistoare prin intermediul pinului 2 al lui IC1.

Stabilitatea circuitului este asigurată de condensatorul C2.

Când nu este conectată nici o baterie la bornele lui K1, sau când bateria se încarcă în impulsuri, D1 luminează cu întreruperi; când tensiunea la pinul 7 scade, LED-ul luminează continuu.

Tensiunea de alimentare la pinul 12 trebuie să fie 5,65 – 11,5 V. Curentul de repaus (când toate ieșirile sunt deconectate) este de circa 4 mA.

Acest CI permite multe alte aplicații: unele dintre acestea sunt prezentate în fila de catalog Philips pentru TEA1100 și TEA1100T.

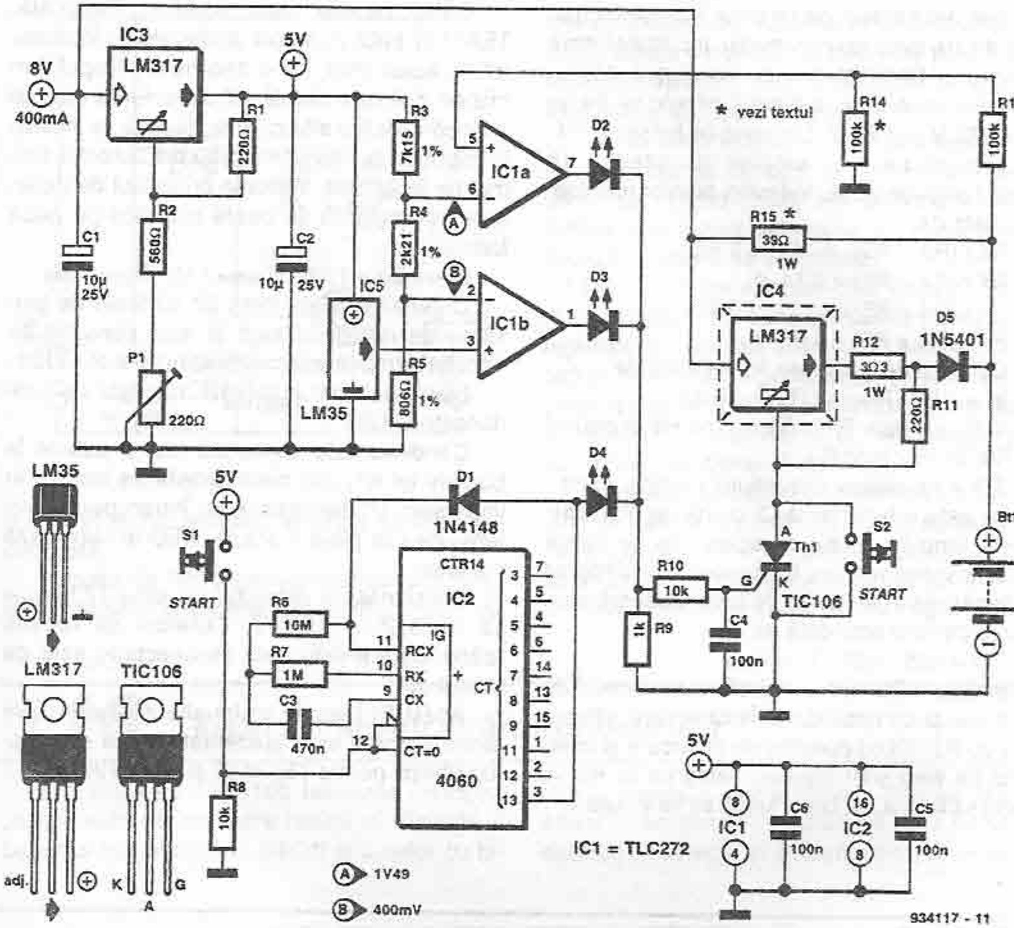
117 *Încărcător de baterii NiMH*

Bateriile cu nichel – hidrură de metal (NiMH) sunt disponibile astăzi pe scară largă. O baterie tipică este 120AAH, care are capacitatea de 1,2 Ah la mărimea AA (MN1500; LR6). Acest tip nu pierde mai mult de 45% din capacitatea sa, prin autodescărcare, într-un interval de 25 de zile, la temperatura de 20°C. Instrucțiunile recomandate pentru încărcare rapidă sunt: încărcarea cu un curent de 0,3 C, nu mai mult de 2,5 ore, sau până când tensiunea pe element a crescut până la 1,49 V, sau până când temperatura bateriei crește peste 40°C. Atunci bateria este încărcată la 75% din capacitate, după care se va încărca cu un curent de 0,1 C, pe care-l poate suporta perioade lungi. Circuitul prezentat dă posibilitatea îndeplinirii acestor cerințe.

Ieșirea CT13 a lui IC2 trece în „1" logic după 2 ½ ore, după care încărcarea încetează. În același timp, ieșirea lui IC1a trece în „1" atunci când tensiunea bateriei crește peste 1,49 V / element. Acest lucru, de asemenea, duce la oprirea încărcării.

Numărul de elemente conținute în bateria de încărcat se stabilește din valoarea lui R14: pentru un element, rezistorul va fi omis; valoarea sa pentru 2 celule este 100 kΩ; pentru 3 celule, 2 x 100 kΩ în paralel (= 50 kΩ); pentru 4 celule, 3 x 100 kΩ în paralel; ș.a.m.d.

A treia cale pentru oprirea încărcării este prin intermediul temperaturii măsurate cu IC5. Când temperatura crește peste 40°C, IC1b



comandă oprirea încărcării.

Cele trei ieșiri de încărcare formează o poartă SAU prin D2 ÷ D4. Acestea fiind LED-uri de curent redus, se va vedea imediat cauza care a determinat întreruperea încărcării.

Încărcătorul se comută de la 0,3 C la 0,1 C (adică, se decuplează); intrarea de control a sursei de curent IC4 este conectată la masă de tiristorul Th1. Potențialul de ieșire al lui IC4 nu va putea crește peste 1,2 V. Deoarece acesta este mai mic decât tensiunea bateriei, D5 va fi polarizată invers. În continuare, încărcarea bateriei se face prin R15. Valoarea acestui rezistor înseriat (în Ω) se obține împărțind diferența (în V) dintre tensiunea de alimentare și tensiunea bateriei la 0,12. Câtul se va rotunji la cea mai apropiată valoare standard (valoarea exactă nu este foarte importantă).

Nivelul tensiunii de alimentare depinde de numărul elementelor conținute în bateria de încărcat. Valoarea sa minimă este 4 V plus numărul de elemente ale bateriei înmulțit cu 1,5 V.

Este necesară montarea lui IC4 pe un mic radiator de răcire (10°K / W).

Pentru conectarea încărcătorului trebuie apăsate două butoane: S1 resetează temporizatorul IC2, iar S2 blochează tiristorul Th1. Aceste două comutatoare pot fi combinate, dar în general nu sunt la îndemână comutatoare bipolare.

118 *Emițător de telecomandă în UHF*

Acest emițător UHF-FM de mică putere este destinat aplicațiilor de telecomandă cum sunt: acționarea ușilor garajului și sistemele de alarmă fără fir. Este o schemă cu un singur tranzistor care lucrează pe o frecvență rezervată semnalizărilor de joasă putere prin unde radio. Frecvența de lucru este determinată de un rezonator, FL1. Pot fi folosite următoarele tipuri:

Marea Britanie: tip R2528 pentru 418 MHz;

SUA: tip R1530 pentru 315 MHz;

Olanda, Belgia, Germania: tip R2554 pentru 433,92 MHz;

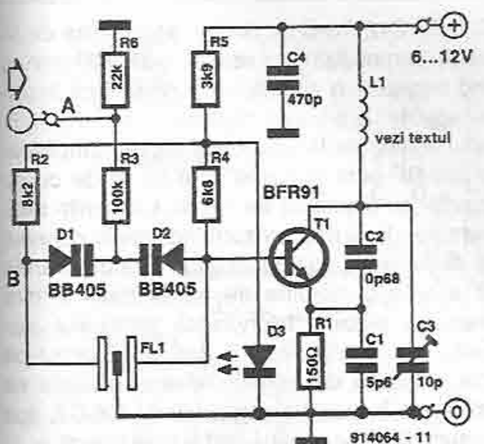
Franța: Tip R2523 pentru 224,5 MHz.

Frecvența emițătorului este modulată în frecvență de un semnal audio (sau digital) aplicat în punctul comun al varicapurilor D1 sau D2, prin R3. Varicapurile modifică de fapt capacitatea derivație a rezonatorului ca funcție de semnalul modulator, rezultând o modulație FM. Schema se poate modifica pentru a produce modulația AM (în amplitudine) prin omiterea componentelor D1, D2, R2, R3 și R6 și interconectarea punctelor „A" și „B".

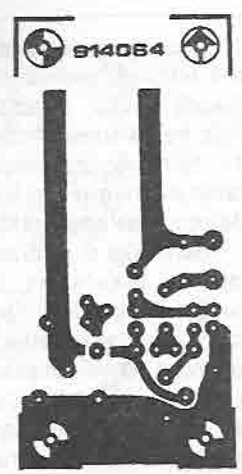
Tranzistorul T1 se montează pe fața cu lipituri a plăcii de circuit imprimat, așa cum se indică prin linie punctată pe desenul cu amplasarea componentelor. Tot pe această fată a plăcii se plasează un fir scurt de conexiune (folosiți sârmă argintată) ce leagă la bara pozitivă de alimentare inductanța L1 realizată direct pe cablaj și situată paralel cu aceasta. Poziția firului de conexiune depinde de frecvența de emisie. Cu cât aceasta este mai scăzută, cu atât mai mare este inductanța necesară, deci cu atât mai departe va trebui deplasat firul de conexiune către marginea plăcii. Ar putea fi necesare câteva experimente pentru a găsi poziția optimă. Începeți prin reglarea trimerului C3, aproximativ la mijlocul plajei de variație, și montați firul de conexiune cam la jumătatea traseului care reprezintă inductanța. Urmăriți semnalul recepționat și reglați C3 până când se obține maximul. Dacă nu se poate găsi maximul, încercați să mutați firul de legătură fie spre tranzistor (inductanță mai mică), fie spre marginea plăcii (inductanță mai mare). Poziția optimă este aceea în care C3 permite obținerea semnalului maxim când este fixat către mijlocul cursei.

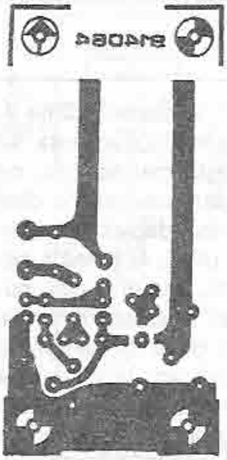
Întrucât avem de-a face cu un circuit UHF, este de la sine înțeles că toate terminalele componentelor trebuie să fie cât mai scurte posibil. Emițătorul trebuie închis într-o carcasă de plastic care să-i dea posibilitatea să radieze.

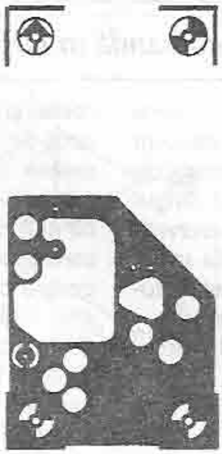
Rețineți că, în cazul deținerii și utilizării acestui emițător, se aplică reglementările radio. În România, trebuie obținută o autorizație din partea Ministerului Telecomunicațiilor.

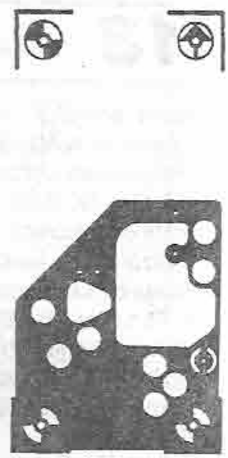












Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 150 Ω
R2 = 8,2 kΩ
R3 = 100 kΩ
R4 = 6,8 kΩ
R5 = 3,9 kΩ
R6 = 22 kΩ

Condensatoare:
C1 = 5,6 pF
C2 = 0,68 pF
C3 = 10 pF
C4 = 470 pF

Semiconductoare:
T1 = BFR91
D1, D2 = BB405
D3 = LED roșu, ∅ 5 mm

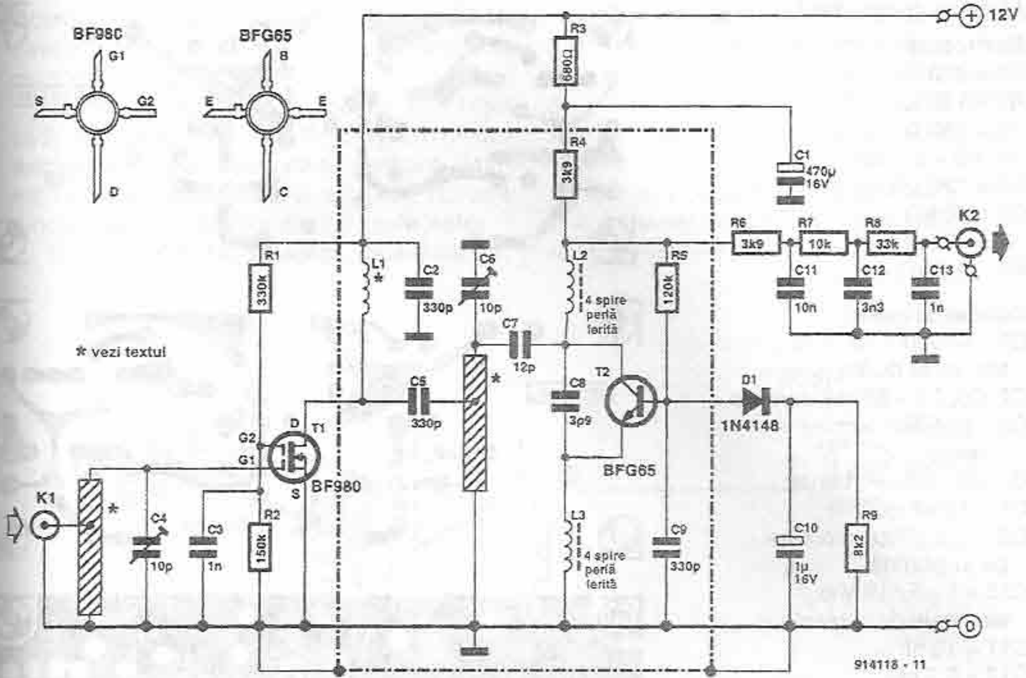
Diverse:
FL1 = rezonator ceramic (vezi textul)
Fir de conexiune argintat, ∅ 0,8 mm

119 *Receptor de telecomandă în UHF*

Receptorul este destinat în primul rând pentru a fi folosit împreună cu emițătorul de telecomandă în UHF descris în articolul precedent. Este de tip superreacție cu un amplificator RF, T1. Semnalul de antenă se aplică pe inductanța de intrare prin mufa BNC, K1. Circuitul de intrare se acordează cu C4.

Semnalul de RF amplificat este aplicat la intrarea etajului de superreacție având la bază tranzistorul T2. Deși oscilatorul este, riguros vorbind, neacordat, el se va sincroniza pe semnalul de RF amplificat, aplicat prin condensatorul de cuplaj C7. Componenta de modulație de joasă frecvență se extrage din semnalul oscilatorului cu ajutorul filtrului trece-jos R6-C11-R7-C12-R8-C13. Nivelul semnalului de la ieșirea demodulatorului este de 50 ÷ 800 mVvv, fiind necesară o amplificare suplimentară înaintea aplicării la o intrare digitală.

Inductanțele de la intrarea și ieșirea amplificatorului RF sunt realizate dintr-un fir de cupru argintat cu diametrul de 1 mm. Lungimile segmentelor de conductor sunt indicate în desenul cu dispunerea componentelor. Conductoarele se află la o înălțime de aproximativ 3 mm deasupra plăcii. Observați că terminalul statorului lui C4 este îndoit în sus și lipit direct pe linia inductivă de intrare. Aceeași situație se întâlnește în punctul comun al lui C6-C7, lipit „în aer", direct pe capătul cald al liniei inductive.

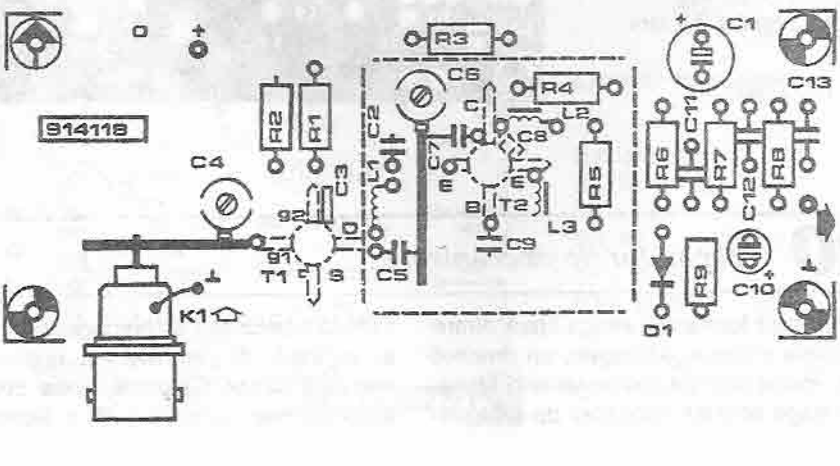


Bobina L1 constă din 12 spire din sârmă de cupru emailat ∅ 0,6 mm. Diametrul ei interior este 3 mm.

Șocurile L2 și L3 constau din câte 4 spire cu sârmă de cupru emailat ∅ 0,2 mm bobinate prin perle de ferită de 3 mm lungime.

Condensatorul C8 este de tip SMT (surface mounted technology – tehnologia montării pe suprafață) și se montează pe fața cu lipituri, ca și BFG65 și BF980. Tipul înscris pe tranzistoare se poate citi dinspre fața cu componente a plăcii.

După cum s-a indicat pe desenul de amplasare a componentelor, prin linie punctată, etajul cu superreacție trebuie ecranat de restul circuitului. Cea mai bună soluție este lipirea unei cutii de 20 mm înălțime, din tablă cositorită, direct pe suprafața de cupru a plăcii de cablaj.



Listă de componente

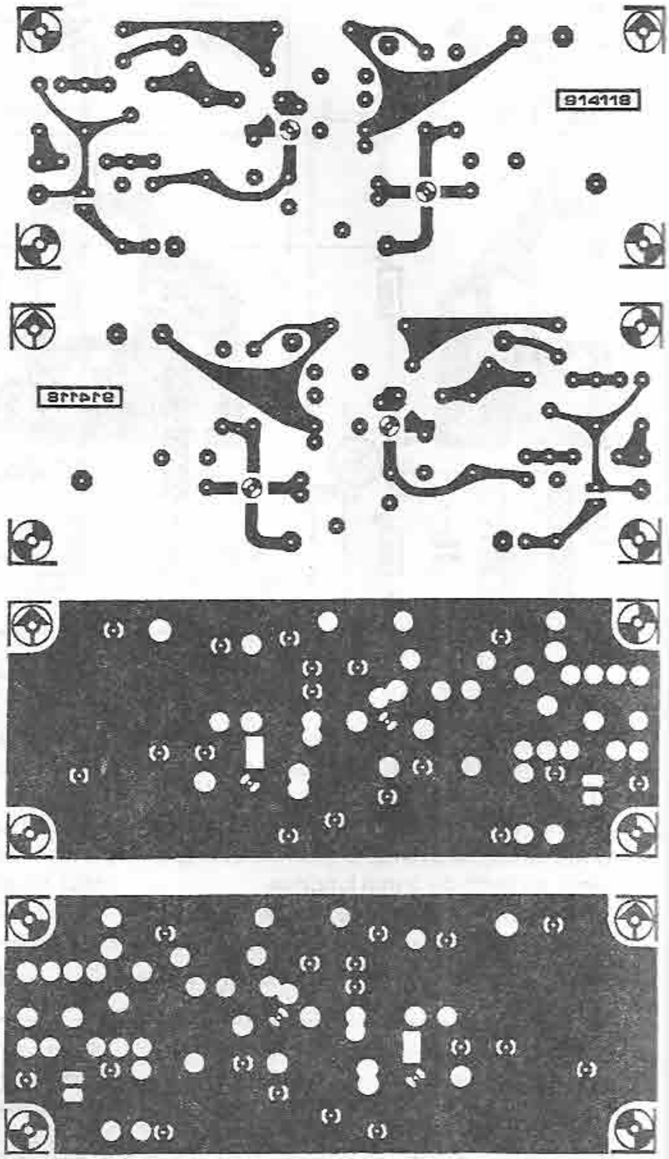
Rezistoare:
R1 = 330 kΩ
R2 = 150 kΩ
R3 = 680 Ω
R4, R6 = 3,9 kΩ
R5 = 120 kΩ
R7 = 10 kΩ
R8 = 33 kΩ
R9 = 8,2 kΩ

Condensatoare:
C1 = 470 µF / 16 V cu terminale de implantare
C2, C5, C9 = 330 pF ceramic
C3 = 1 nF fără terminale, ceramic
C4, C6 = 10 pF, trimer
C7 = 12 pF ceramic
C8 = 3,9 pF cu montare pe suprafață
C10 = 1 µF / 16 V cu terminale de implantare
C11 = 10 nF
C12 = 3,3 nF
C13 = 1 nF

Semiconductoare:
T1 = BF980 sau BF966
T2 = BFG65
D1 = 1N4148

Inductanțe:
(Detaliile constructive sunt date în text)
2 perle de ferită de 3 mm lungime
Sârmă CuEm ∅ 0,6 mm
Sârmă CuEm ∅ 0,2 mm
Sârmă cupru argintat ∅ 1 mm

Diverse:
K1, K2 = mufe BNC



120 *Separator de sincronizare*

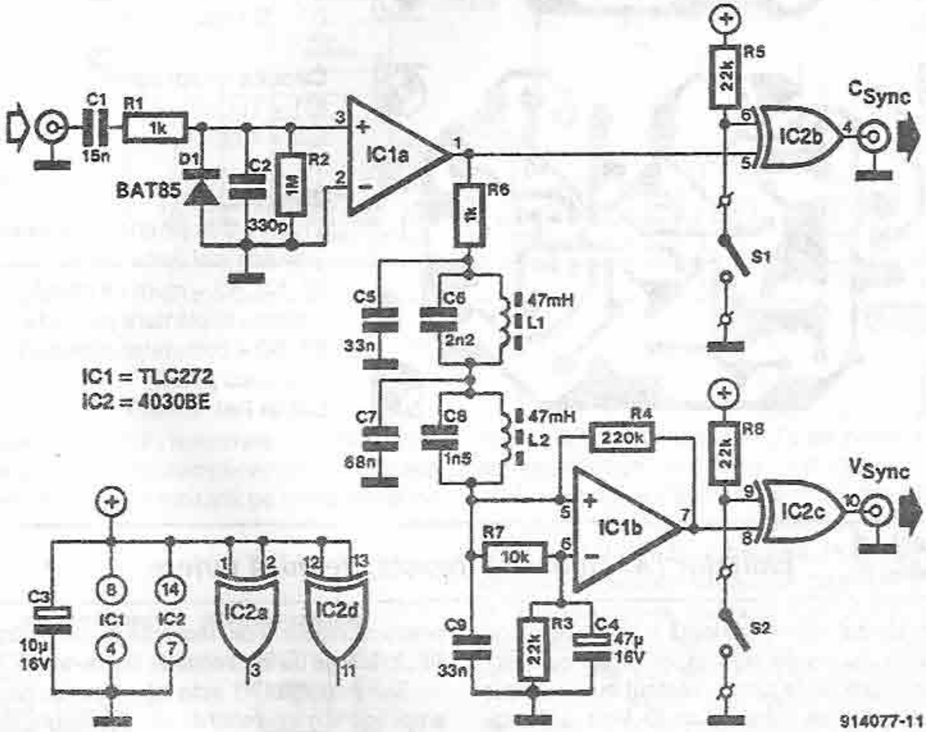
Acest circuit formează veriga lipsă dintre diverse surse video și, să zicem, un monitor multisync. Bazat doar pe componente discrete, acesta extrage semnalul complex de sincronizare (o combinație a componentelor orizontală și verticală) și semnalul de sincronizare pe verticală dintr-un semnal video complex cu amplitudinea de circa 1 Vvv. Semnalele de

sincronizare de ieșire sunt disponibile în forma directă sau inversată, pentru a corespunde monitorului dvs.

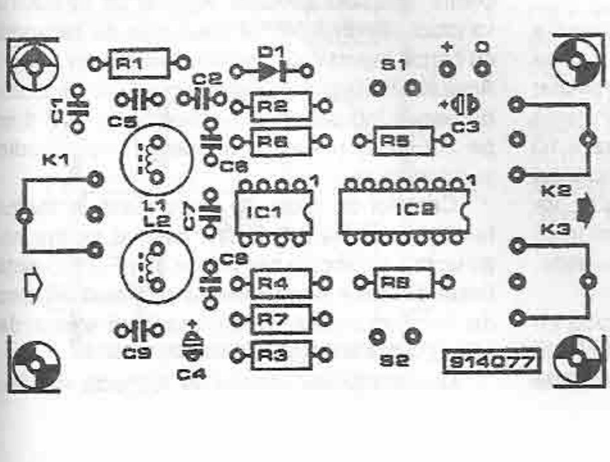
Semnalul video complex pozitiv este filtrat cu R1-C2 și axat cu o diodă Schottky, D1, pentru extragerea componentelor de sincronizare. Semnalul CSYNC este adus la poarta XOR N2 care funcționează ca inversor când S1 este închis.

Semnalul CSYNC se aplică, de asemenea, unui filtru cu două celule L-C care suprimă componentele de sincronizare linii și lasă să treacă spre intrările AO IC1b doar componenta de sincronizare cadre, VSYNC. Ca și CSYNC, VSYNC este disponibil în formă directă sau inversată.

Circuitul consumă circa 200 µA la o tensiune de alimentare de 5 V. Semnalele de ieșire sunt compatibile TTL.



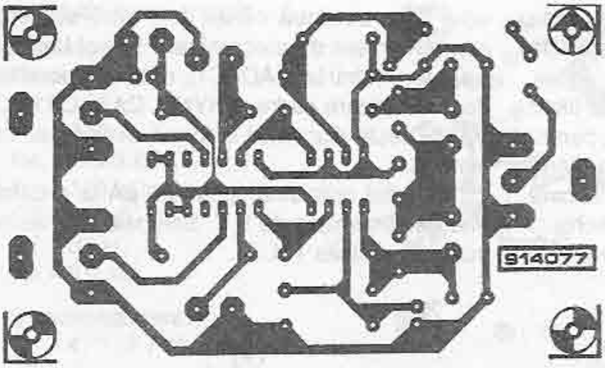
914077-11

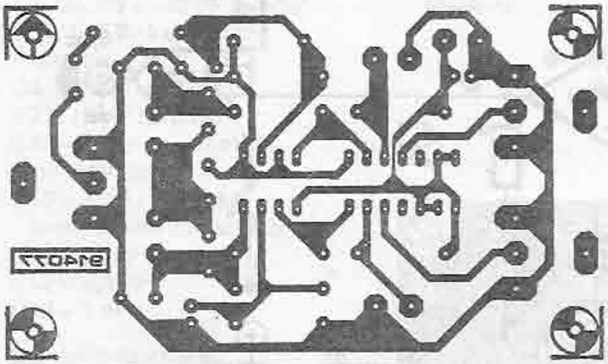


Listă de componente

Rezistoare:
R1, R6 = 1 kΩ
R2 = 1 MΩ
R3, R5, R8 = 22 kΩ
R4 = 220 kΩ
R7 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1 = 15 nF
C2 = 330 pF





C3 = 10 µF / 16 V, cu terminale de implantare
C4 = 47 µF / 16 V, cu terminale de implantare
C5 = 33 nF
C6 = 2,2 nF
C7 = 68 nF
C8 = 1,5 nF
C9 = 33 nF

Semiconductoare:
D1 = BAT85

Circuite integrate:
IC1 = TLC272
IC2 = 4030BE

Diverse:
L1, L2 = șoc 47 mH, terminalele de aceeași parte
K1, K2, K3 = mufe de cască pentru implantare pe cablaj
S1, S2 = comutator miniatură cu două poziții
Cablaj Ref. 914077

121 *Emițător FM cu bandă îngustă, de mică putere*

Emițătorul este o variantă cu modulație de frecvență, cu bandă îngustă, controlat cu cuarț, cu alimentare de la baterii, realizat cu un singur CI, cu funcționare în banda de 27 MHz, utilizabil în special ca microfon fără fir.

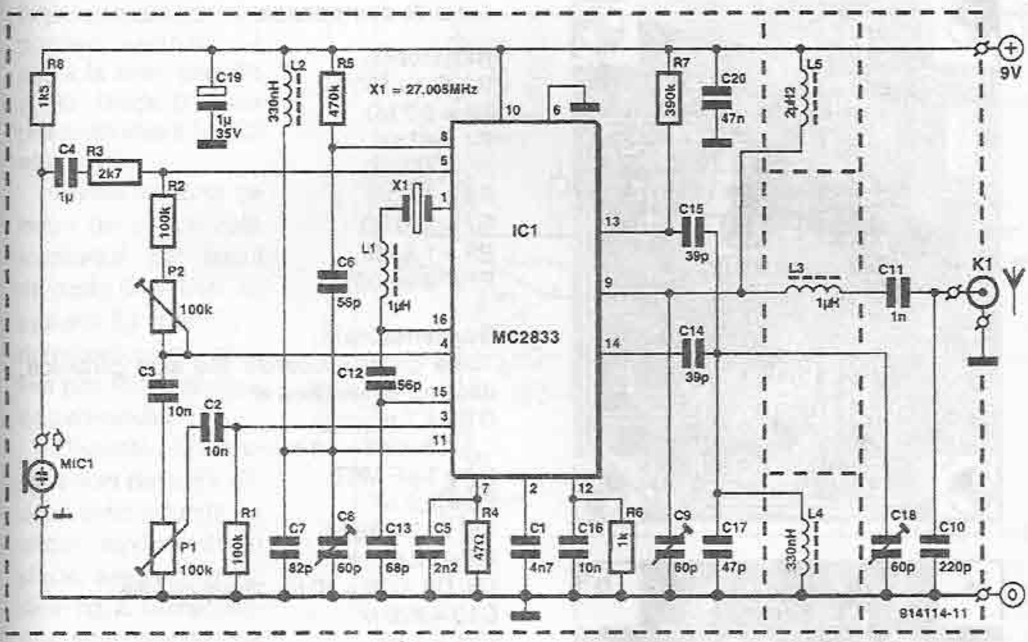
Circuitul este o aplicație a CI Motorola MC2833 – emițător VHF cu modulație FM de bandă îngustă pe un singur cip –, proiectat pentru funcționarea în banda de 27 MHz. Puterea de ieșire a emițătorului este de aproximativ 10 mW (+10 dBm), care, datorită eficienței scăzute – explicabile – a antenei folosite, va determina o putere efectiv radiată tipică mai mică de 1 mW. Raza de acțiune a emițătorului este, prin urmare, limitată la 10 ÷ 20 m.

Circuitele încorporate în MC2833 includ un amplificator de microfon, un oscilator controlat în tensiune, și două tranzistoare auxiliare folosite pentru multiplicare de frecvență sau amplificare în RF, în funcție de frecvența de ieșire dorită.

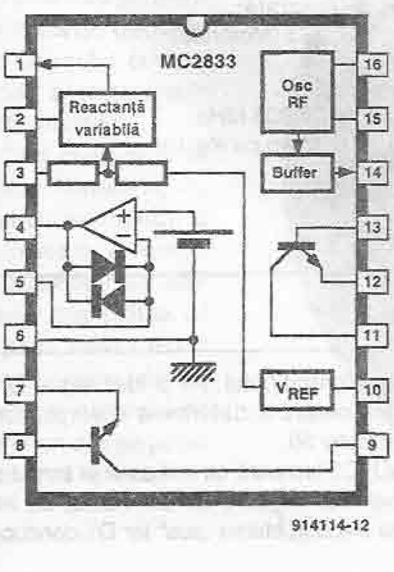
Semireglabilul P1 este folosit pentru reglarea amplificării microfonului, iar semireglabilul P2 pentru ajustarea deviației. Rețineți că emițătorul va produce numai NBFM (modulație de frecvență cu bandă îngustă) cu deviația maximă de 5 kHz. Aceasta înseamnă că este necesar un receptor de bandă îngustă (cum ar fi un modul CB tipic pe 27 MHz) pentru a obține un nivel audio suficient la ieșire.

Cristalul de cuarț, X1, rezonează în modul fundamental (aici, 9 MHz), calibrat pentru rezonanța paralel cu o sarcină de 32 pF. Frecvența finală de ieșire se generează prin multiplicarea de frecvență (aici, cu 3), realizată intern de MC2833.

Construcția emițătorului va respecta regulile



de proiectare în RF: terminale cât mai scurte posibil pentru toate componentele, montarea unui ecran în poziția indicată pe placa de circuit

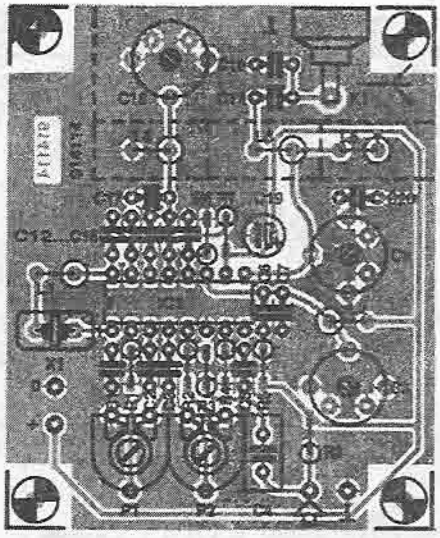


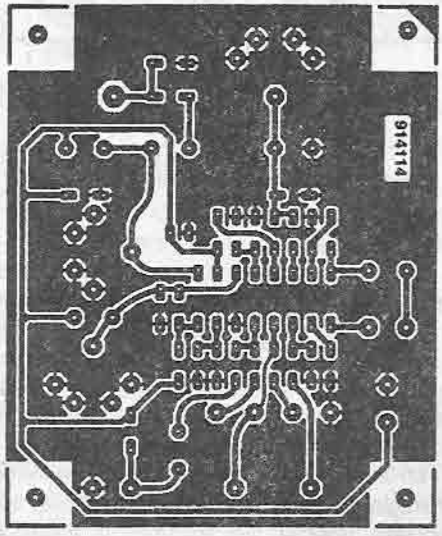
imprimat, și lipirea directă a CI pe placă (nu se admite folosirea unui soclu pentru IC1).

Emițătorul e destul de simplu de realizat: reglați pur și simplu cele trei trimere, C8, C9 și C18, pentru o putere maximă de ieșire, pe o sarcină artificială de 50 Ω. Sau, conectați antena și un osciloscop la ieșirea emițătorului și reglați trimerele pentru tensiune de RF maximă. Apoi, ascultați semnalul emis pe un receptor de 27 MHz și reglați cele două potențiometre semireglabile până când obțineți cea mai bună modulație posibilă. Nu impuneți o amplificare prea mare a microfonului, întrucât aceasta conduce la apariția distorsiunilor.

Dacă emițătorul se folosește ca microfon fără fir, antena tipică va fi o bucată de cablu flexibil cu lungimea de aproximativ 1 m. Emițătorul absoarbe un curent de circa 7 mA, motiv pentru care ar trebui să supravegheați starea bateriei.

* În Anglia, nu se admite folosirea acestui montaj ca „microfon fără fir"





Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 100 kΩ
R3 = 2,7 kΩ
R4 = 47 Ω
R5 = 470 kΩ
R6 = 1 kΩ
R7 = 390 kΩ
R8 = 1,5 kΩ
P1, P2 = 100 kΩ

Condensatoare:
Toate condensatoarele fixe sunt ceramice, dacă nu se specifică altfel
C1 = 4,7 nF
C2, C3, C16 = 10 nF
C4 = 1 μF MKT
C5 = 2,2 nF
C6, C12 = 56 pF
C7 = 82 pF
C8, C9, C18 = 60 pF, trimer cu folie
C10 = 220 pF
C11 = 1 nF
C14, C15 = 39 pF
C17 = 47 pF
C19 = 1 μ, tantal
C20 = 47 nF

Bobine:
L1, L2 = 1 μH
L3, L4 = 330 nH
L5 = 2,2 μH

Circuite integrate:
IC1 = MC2833 (Motorola)

Diverse:
K1 = cuarț 27,005 MHz
MIC1 = microfon cu electret

122 *Indicator al intensității câmpului*

Blocul discutat aici indică, prin intermediul unui lanț de LED-uri, în trepte logaritmice, intensitatea unui câmp electric care înconjoară blocul. Semnalul de intrare preluat de la discurile conductoare se aplică la intrarea neinversoare a lui IC1. Amplificarea lui IC1 este A = R4 / P1. În cazul prototipului, P1 a fost reglat la circa 210 kΩ pentru a determina o amplificare de aproximativ 50.

AO IC2 lucrează ca redresor: în timpul semialternanțelor negative ale semnalului de intrare, ieșirea trece în starea „sus" iar D1 conduce. Pe

timpul semialternanțelor pozitive, semnalul se aplică la ieșire prin R5 și R6. Dioda D1 este polarizată invers iar IC2 este inactiv.

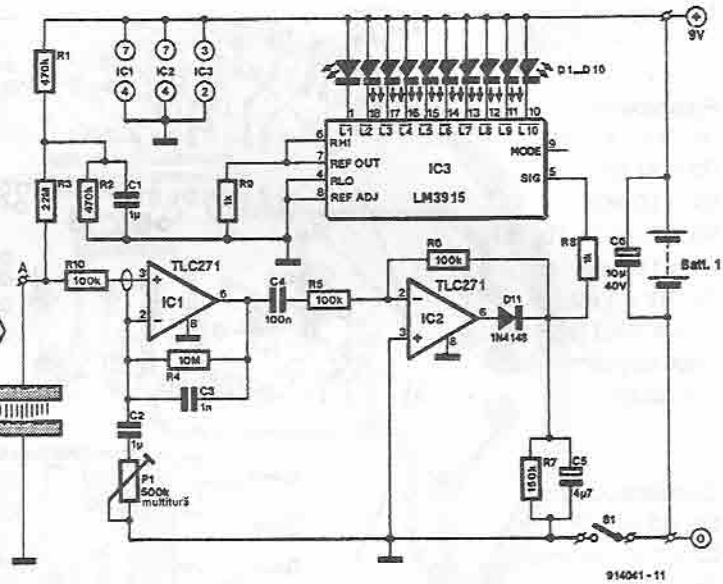
Nivelul tensiunii de ieșire de pe C5 este monitorizat prin lanțul de diode D1 ÷ D10, cu ajutorul lui IC3. Condensatorul se descarcă lent prin R7, la dispariția semnalului.

Discurile conductoare sunt compuse din două plăci rotunde de circuit imprimat dublu placat, așa cum se vede în fig. 2. Componentele sunt montate pe fața cu trasee a uneia dintre plăci. Îndoiți cu atenție terminalele componentelor la circa 2 mm de capăt, pentru un contact mai bun și pentru întărirea lipiturilor. Observați că C6, S1 și LED-urile trebuie montate în poziție culcat, în timp ce restul componentelor se montează în poziția normală.

Cele două plăci se fixează împreună, cu șuruburi nemetalice și distanțiere de 20 mm.

Indicatorul se calibrează prin rotirea lui P1 până când LED-ul corespunzător unei intensități a câmpului de 10 V/m se află pe punctul de a se aprinde.

1



2



Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 470 kΩ
R3 = 22 MΩ
R4 = 10 MΩ
R5, R6, R10 = 100 kΩ
R7 = 150 kΩ
R8, R9 = 1 kΩ
P1 = 470 kΩ (sau 500 kΩ) semireglabi multitură

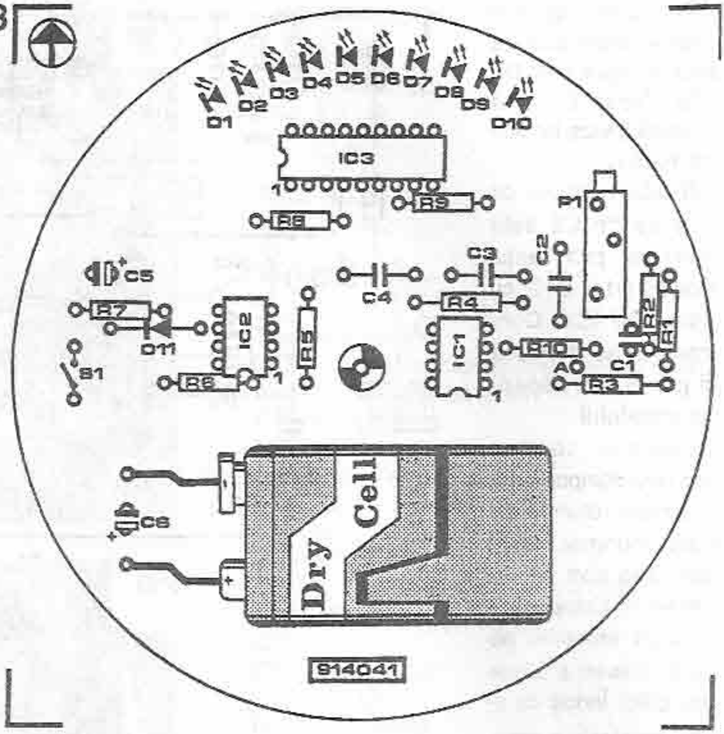
Condensatoare:
C1, C2 = 1 μF
C3 = 1 nF ceramic
C4 = 100 nF
C5 = 4,7 μF / 25 V cu terminale de implantare
C6 = 10 μF / 40 V cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1 = 1N4148
D2 ÷ D4 = LED verde ∅ 3 mm
D5 = LED galben ∅ 3 mm
D6 ÷ D10 = LED roșu ∅ 3 mm

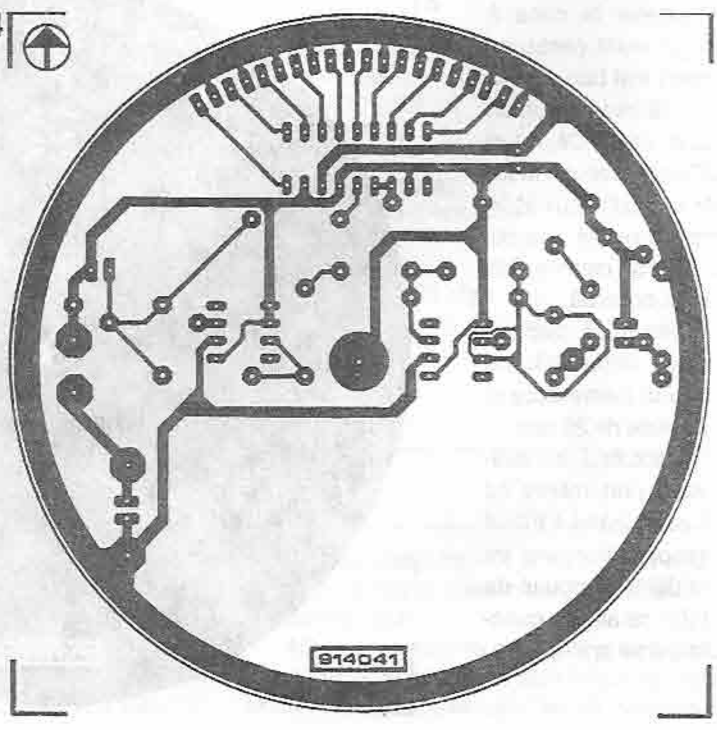
Circuite integrate:
IC1, IC2 = TLC271
IC3 = LM3915

Diverse:
S1 = comutator monopolar
Baterie 9 V

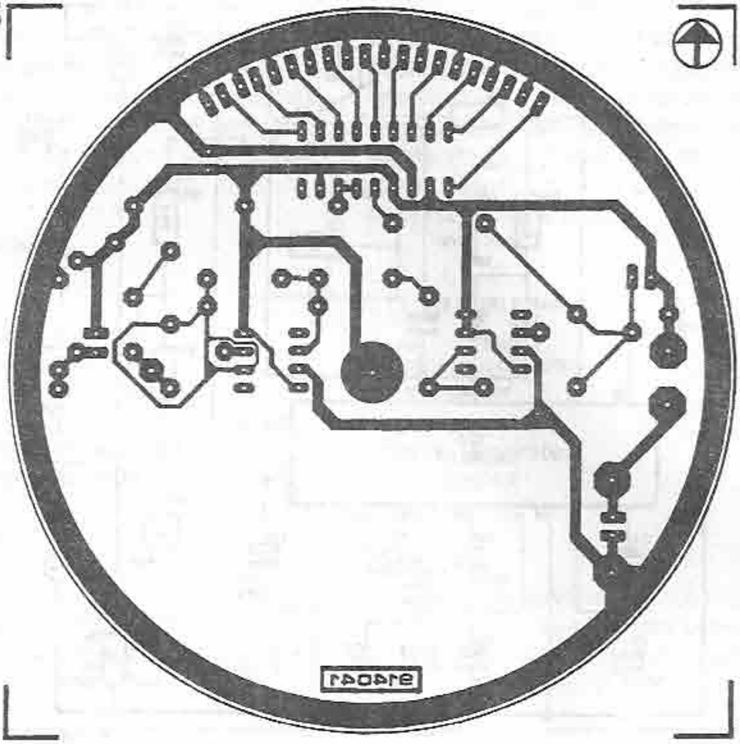
3



4



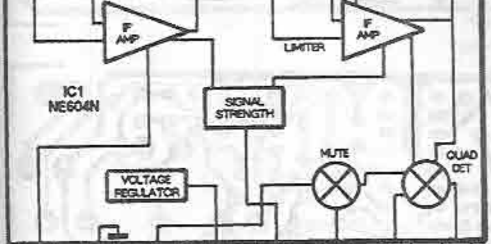
5



123 *S-metru pentru receptoare de unde scurte*

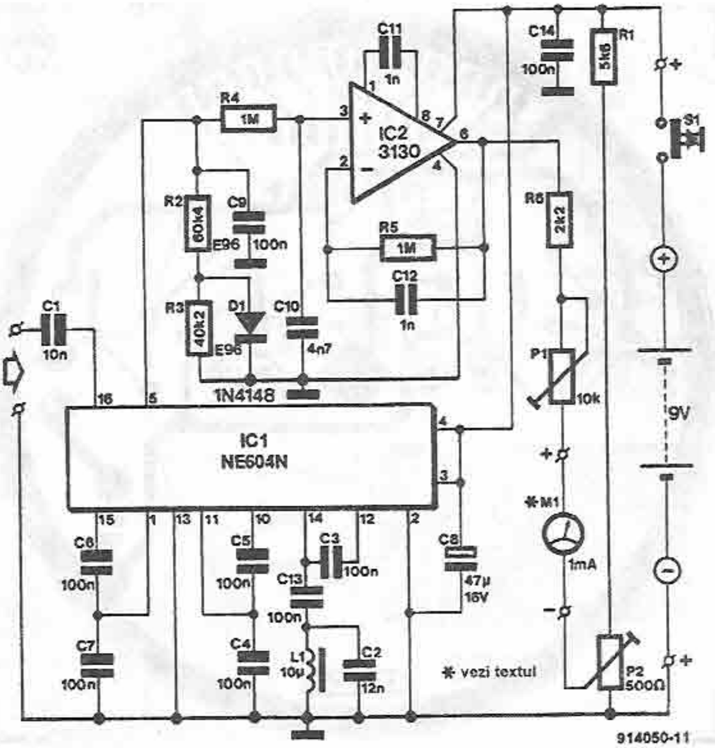
Unii radioamatori sunt foarte preocupați de controlul RST, alții (în special cei pasionați de VHF / UHF) nici nu se uită la S-metrul receptorului și sunt satisfăcuți atâta timp cât se aude cealaltă stație. Circuitul este destinat primului grup.

Prin tradiție, o diviziune pe S-metru corespunde unei creșteri a intensității semnalului cu 6 dB, în timp ce „S9" este definit ca 50 µV pe sarcină de 50 Ω. Din păcate, în zilele noastre, foarte puține receptoare au un S-metru calibrat, de unde și confuziile ce se propagă printre radioamatori în ceea ce privește interpretarea intensităților de semnal pe care aceștia le consemnează în QSL-uri.

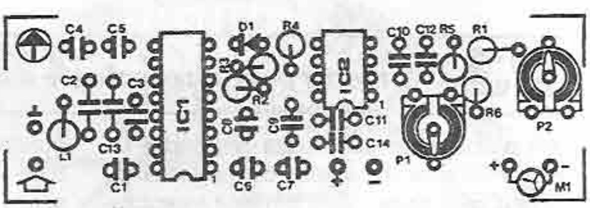


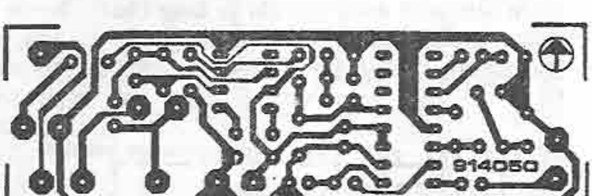
Convertorul logaritmic / liniar conținut în CI Valvo NE604 (Philips Components) este folosit aici pentru realizarea unui S-metru (S = signal strength – intensitate a semnalului) precis, pentru receptoare de unde scurte. Amplificatorul din NE604 se acordează pe frecvența intermediară (IF) cu ajutorul lui L1 și C2. Aici, circuitul este dimensionat pentru f_{IF} = 455 kHz, care este aplicată la condensatorul de intrare C1.

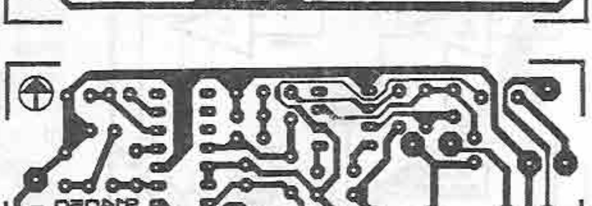
Ieșirea detectorului de intensitate a câmpului conținut în NE604 furnizează un curent



de 0 ÷ 50 μA la pinul 5. Acest curent este convertit într-o tensiune de 0 ÷ 5 V de către o rezistență de 100 kΩ, R2 + R3. Remarcați că s-au folosit două rezistoare din seria E96 (de 1%) plus o diodă, D1, în locul unui singur rezistor de 100 kΩ, aceasta în scopul compensării efectelor temperaturii care ar putea produce degradarea liniarității tensiunii de ieșire. Dacă nu pot fi obținute rezistoarele E96 specificate, P2 se poate înlocui cu o combinație paralel de două rezistoare de 120 kΩ (1%), iar R3 printr-o combinație serie dintr-un rezistor de 39 kΩ (1%) și un rezistor de 1 kΩ (1%). Ar trebui observat aici că plaja utilizabilă a convertorului logaritmic / liniar NE604 este cuprinsă, aproximativ, între 5 μA și 40 μA la ieșirea de curent, corespunzătoare unei valori de circa 70 dB, sau 0,5 V până la 4 V la pinul 6 al lui IC2. Nivelul inferior este determinat de







zgomotul de fond al amplificatorului IF din NE604, iar nivelul superior – de limitare și efectele saturației. Din fericire, plaja efectivă a convertorului este suficient de mare pentru aplicațiile de față, având în vedere că citiri ale S-metrului mai mici decât S3 sunt rare și de mică importanță în benzile de unde scurte.

Componentele R4, C9 și C10 elimină ondulațiile și zgomotul. AO IC2 este configurat pentru câștig unitar, adică tensiunea sa de ieșire este de 0 ÷ 5 V. Instrumentul cu bobină mobilă este conectat între două potențiometre semireglabile. P1 se reglează până când instrumentul atinge deviația maximă pentru o tensiune de 4,5 V măsurată la pinul 6.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 5,6 kΩ
R2 = 60,4 kΩ (E96 – vezi textul)
R3 = 40,2 kΩ (E96 – vezi textul)
R4, R5 = 1 MΩ
R6 = 2,2 kΩ
P1 = 10 kΩ semireglabil tip H
P2 = 500 Ω semireglabil tip H

Condensatoare:
C1 = 10 nF
C2 = 12 nF
C3, C4 ÷ C7, C9, C13, C14 = 100 nF
C8 = 47 µF / 16 V cu terminale de implantare
C10 = 4,7 nF
C11, C12 = 1 nF

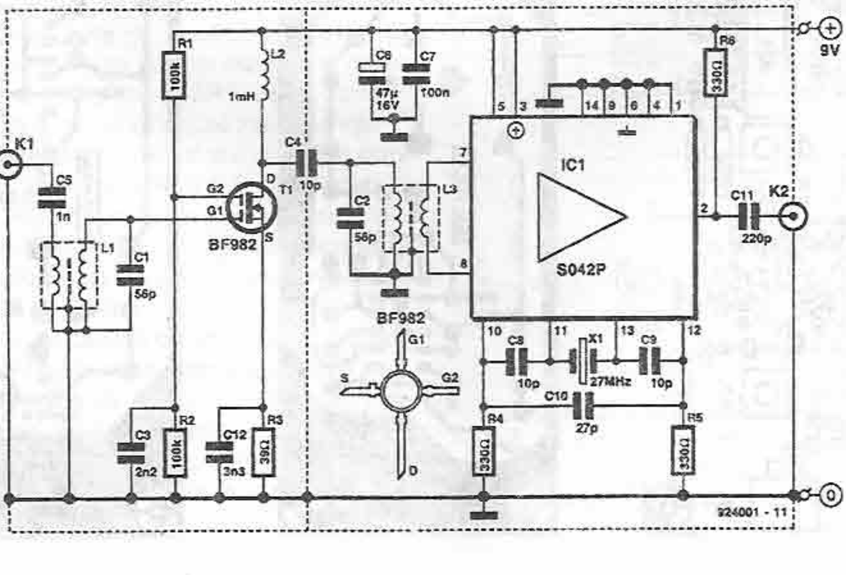
Semiconductoare:
D1 = 1N4148

Circuite integrate:
IC1 = NE604A
IC2 = CA3130E

Diverse:
S1 = buton cu apăsare cu două poziții
L1 = șoc 10 µH, cu terminale axiale
M1 = instrument, 1 mA cap de scală

124 *Convertor CB / SW coborâtor*

Acest convertor permite recepția la mare distanță (DX) a stațiilor AM sau SSB, din banda civilă CB (citizens' band) de 27 MHz, pe un radioreceptor de unde scurte sau medii (rețineți, totuși, că modulația AM sau SSB în banda CB de 27 MHz nu mai este permisă,



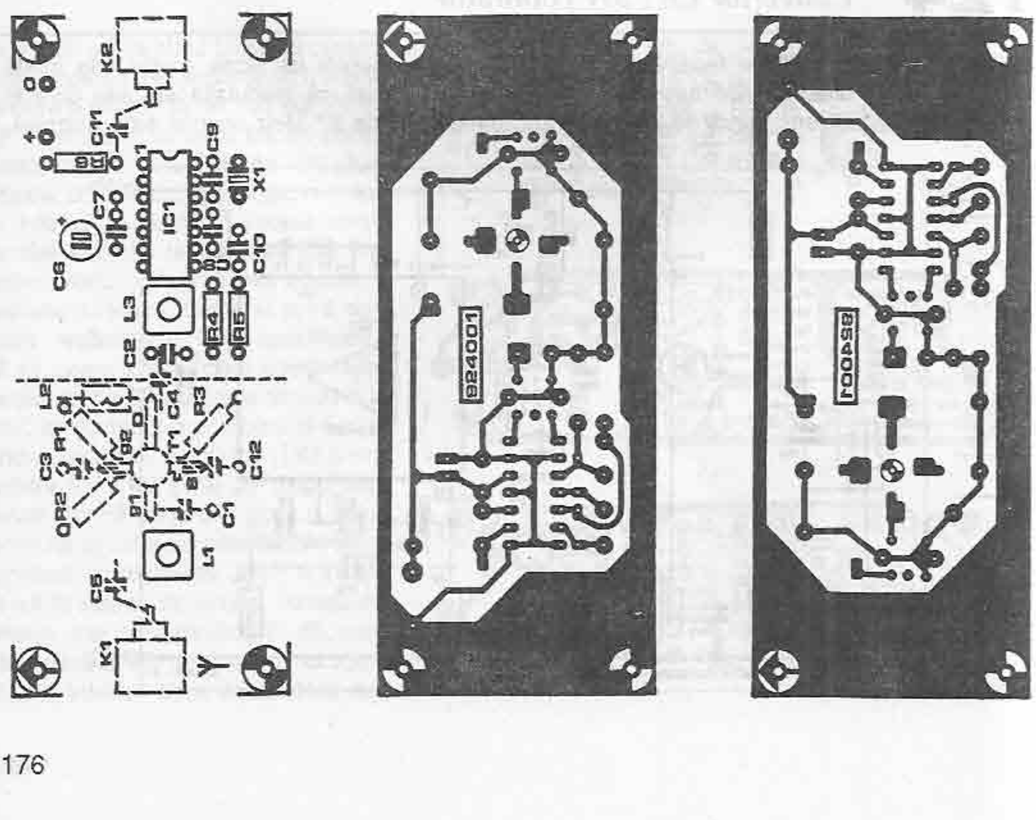
într-o serie de țări).

Convertorul constă dintr-un etaj de intrare, T1, și un mixer / oscilator, IC1. Semnalul de antenă se cuplează inductiv la poarta G1 a MOSFET-ului cu două porți, T1, prin circuitul acordat L1-C1, care lucrează ca filtru de intrare pe 27 MHz. Punctul de funcționare al MOSFET-ului este determinat de rezistoarele R1-R2 conectate la terminalul porții G2. Semnalul amplificat este adus la intrarea amplificatorului mixer printr-un condensator de cuplaj și un al doilea circuit acordat, L3-C2. Oscilatorul inclus în CI S042P (producător: Siemens) funcționează cu un cristal de cuarț, X1. Frecvența cuarțului este astfel aleasă încât frecvența diferență produsă de mixer (de asemenea, integrat în S042P) să se încadreze în plaja de acord a radioreceptorului conectat la ieșirea convertorului. Spre exemplu, dacă se folosește un cuarț ieftin de 26,800 MHz frecvența stației recepționate în gama de 27 MHz, f_{in}, va fi:

$$f_{in} = 26{,}800 \pm f_{scală}$$

unde $f_{scală}$ este frecvența citită pe scala de acord a radioreceptorului (pentru acest caz, stațiile recepționate vor apărea în gama de unde medii). Se pot folosi alte frecvențe ale cuarțului, de exemplu 10 MHz, pentru a deplasa banda CB în gama de unde scurte (17 MHz). Construirea convertorului se face destul de ușor pe placa de circuit imprimat prezentată. Componentele reprezentate prin linii punctate se montează pe fața cu lipituri a plăcii. Convertorul se ecranează de jur împrejur, pentru a preveni radiația parazită. Antena și ieșirea de RF este bine să se conecteze la circuit prin mufe coaxiale (SO239 sau BNC). Cele două bobine se reglează pur și simplu pentru o recepție optimă.

Convertorul se alimentează fie dintr-un adaptor de 9 V stabilizat, fie din radioreceptorul la care se conectează, dacă acesta poate asigura o tensiune de 9 V la câteva zeci de mA.



Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 100 kΩ
R3 = 39 Ω
R4, R5, R6 = 330 Ω

Condensatoare:
C1, C2 = 56 pF ceramic
C3 = 2,2 nF ceramic
C4 = 10 pF ceramic
C5 = 1 nF ceramic
C6 = 47 μF / 16 V cu terminale de implantare
C7 = 100 nF ceramic
C8, C9 = 10 pF ceramic
C10 = 27 pF ceramic
C11 = 220 pF ceramic
C12 = 3,3 nF ceramic

Semiconductoare:
T1 = BF982

Circuite integrate:
IC1 = S042P

Bobine:
L1, L3 = 113CN2K50989189ADZ (Toko)
L2 = 1 mH (șoc)

Diverse:
K1, K2 = mufă BNC
X1 – vezi textul

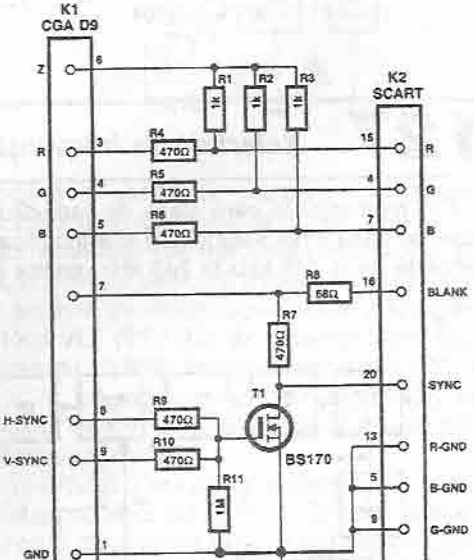
125 *Adaptor CGA / SCART*

Adaptorul are marile avantaje că nu necesită sursă de alimentare separată și că folosește foarte puține componente externe, care pot fi ușor adaptate în interiorul conectorului SCART.

Semnalele pinilor R, G și B ai plăcii CGA sunt convertite de la nivelele TTL la nivelele SCART cu ajutorul rezistoarelor R4, R5 și R6 și al impedanței de intrare (75 Ω) a intrărilor SCART. Impedanța de ieșire a divizoarelor de tensiune astfel create nu este exact 75 Ω cât se specifică pentru intrările SCART, dar, în comportarea practică, nu par să rezulte mari diferențe.

Rezistoarele R1 ÷ R3 dintre pinul 6 al plăcii CGA și pinii de intrare R, G și B ai conectorului SCART asigură reducerea la 50% a strălucirii atunci când este activ pinul 6. Din impulsurile de sincronizare pe orizontală și pe verticală ale plăcii CGA se creează, cu ajutorul lui R7 ÷ R11 și al lui T1, un semnal compus de sincronizare (SYNC) și un semnal de stingere pentru TV.

Alimentarea de 5 V pentru T1 este obținută de pe placa CGA prin pinul 7. Întrucât acest pin nu este folosit, în mod normal, acesta trebuie legat la linia de +5 V printr-un fir scurt de conexiune.

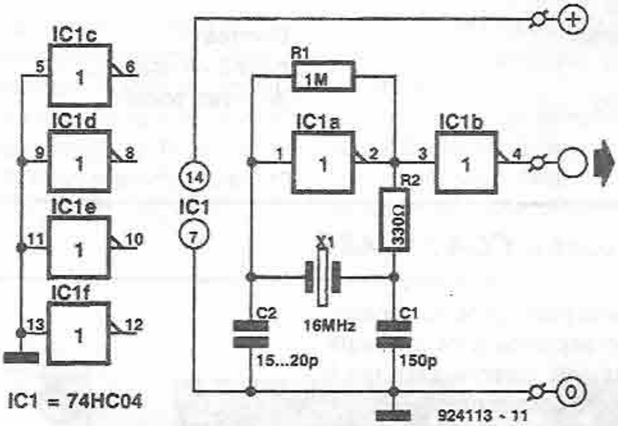


126 *Oscilator miniatură cu cuarț*

În momentul de față, odată cu apariția SMT (tehnologia montării pe suprafață), este posibilă construirea circuitelor miniaturale. În cazul oscilatoarelor cu cuarț, oricum, acest lucru nu este totdeauna realizabil, datorită mărimii cristalului. Din fericire, Statek, un producător specializat în cristale de cuarț, produce cristale care măsoară numai 8 x 4 x 1 mm, pentru SMT. Împreună cu un singur inversor și patru componente pasive, un astfel de cristal face posibilă construirea unui oscilator stabil, cu adevărat miniatural, așa cum rezultă din schemă.

Circuitul lucrează foarte bine până la frecvențe de 16 MHz, dacă se folosește un circuit integrat de tip HC. Cu un CI HCT s-a obținut o frecvență maximă de aproximativ 8 MHz.

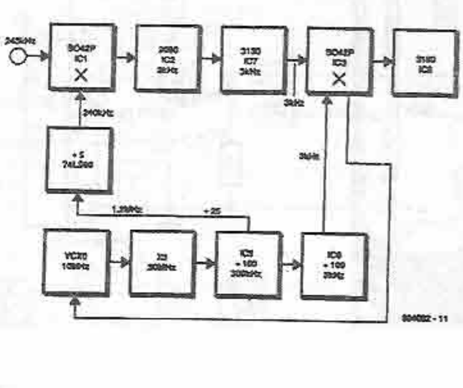
În fine, circuitul lucrează perfect, de asemenea, cu componente standard.



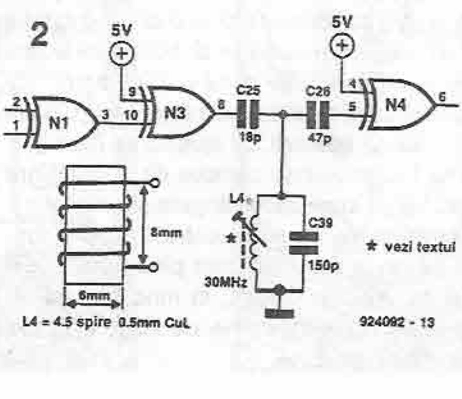
127 *Referință de frecvență de 10 MHz pentru stația Kalundborg*

Din momentul în care stația de radiodifuziune pe unde lungi Kalundborg și-a modificat frecvența de la 245 kHz la 243 kHz, pentru a se conforma recomandărilor CCIR, pentru o rețea de 9 kHz în benzile de UL și UM, a devenit posibilă utilizarea purtătoarei din standar-

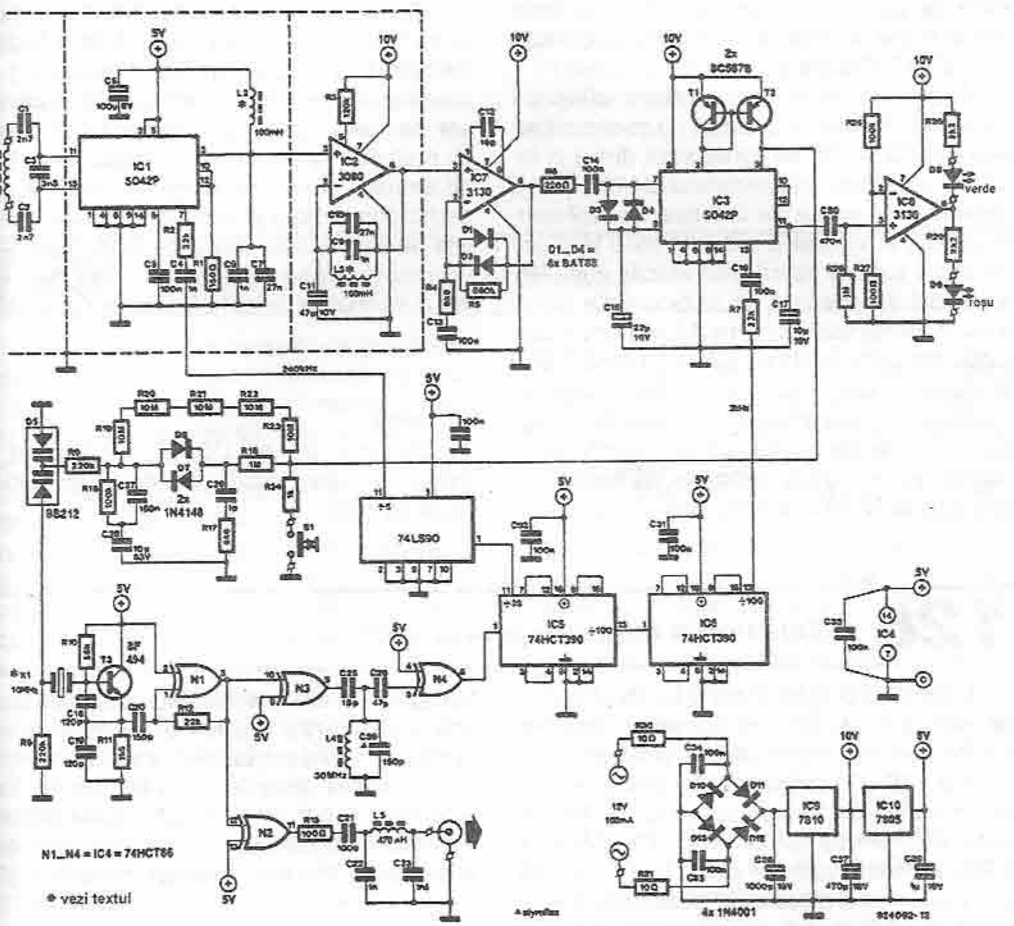
1



2



3



dul de frecvență sincronizat descris în Ref. 1. Kalundborg este un emițător de 300 kW pe unde lungi din Danemarca, cu o rază de acțiune de aproximativ 500 km. Acest articol prezintă interes, așadar, în mod special pentru cititorii din Scandinavia.

Pe scurt, ceea ce se propune aici și în articolul „Preamplificator pentru referința de frecvență a stației Kalundborg" este schimbarea divizorului referinței de frecvență în așa fel încât frecvența de intrare de 243 kHz să poată fi utilizată în locul celei de 77,5 kHz (frecvență de emisie a lui DCF77, din Germania), pentru care a fost proiectat la origine circuitul. Modificările sunt schițate în schema bloc simplificată din fig. 1, care poate fi analizată prin comparație cu fig. 1 din Ref. 1. Practic, circuitul original al referinței se modifică în asemenea măsură, încât devine necesară o nouă schemă de circuit – vezi fig. 3. Noul circuit este mult mai simplu decât cel original, în principal pentru că au putut fi omise câteva secțiuni de circuit, printre care preamplificatorul VLF (T1 ÷ T4, din schema originală), ieșirea de 10 MHz „numai sincronizată" (IC7 și T12, în schema originală) și detectorul de „eroare" (N1, N3 și N4 și emițătorul acustic, din schema originală).

În circuitul „Kalundborg" prezentat aici, semnalul de 10 MHz dat de X1 și T3 este multiplicat cu 3 de circuitul oscilant paralel L4-C39. Semnalul de 30 MHz este divizat cu 100 (IC5) și apoi din nou cu 100 (IC6) pentru obținerea referinței de 3 kHz pentru multiplicatorul IC3. Semnalul de 240 kHz utilizat pentru heterodi-

nare cu purtătoarea de 243 kHz se obține prin divizarea semnalului de 30 MHz cu 25 (IC5) și apoi cu 5 (74LS90).

Antena, compusă dintr-o bobină înfășurată pe o bară de ferită și acordată cu condensatoarele C1, C2 și C3, se conectează direct la intrările echilibrate ale mixerului S042P (IC1). Semnalul de eroare de la ieșirea multiplicatorului (IC3) este filtrat și convertit într-o tensiune de acord care se aplică unui varicap dual, D5. Varicapul este capabil să dezacordeze (într-o mică măsură) oscilatorul pe 10 MHz cu cuarț, închizând astfel bucla cu calare pe fază (PLL). În cazul în care stația Kalundborg este recepționată la nivel adecvat (rotiți bara de ferită), LED-ul de la ieșirea lui IC8 se aprinde și, la ieșirea lui N2, devine disponibil un semnal de referință de 10 MHz, foarte stabil.

Fig. 2 prezintă o schemă detaliată a multiplicatorului cu 3. Bobina L4 constă din 4,5 spire, de sârmă din cupru emailat cu diametrul de 0,5 mm, pe un șablon cu miez de ferită. Șablonul are diametrul exterior de 6 mm și L4 se întinde pe o lungime de circa 8 mm. Funcționarea multiplicatorului se verifică simplu cu ajutorul unui osciloscop și / sau al unui frecvențmetru, nivelele de semnal fiind destul de mari. Miezul din interiorul lui L4 se reglează pentru un nivel maxim al semnalului de 30 MHz la pinul 5 al lui N4.

Referință

1. *„Receptor pentru DCF77 și standard de frecvență sincronizat"*, Elektor Electronics, ianuarie 1988.

128 *Emițător în infraroșu pentru căști*

Emițătorul propus oferă o legătură optică (în infraroșu), așadar fără fir, pentru căști. Receptorul este descris în articolul următor.

Trei LED-uri în infraroșu (IR) sunt polarizate cu un curent de repaus de către T1. Nivelul acestui curent se stabilește cu P1. Când se aplică un semnal audio pe poarta lui T1, curentul prin LED-uri va fi modulat. În consecință, lumina emisă de LED-uri va fi, de asemenea, modulată (în amplitudine).

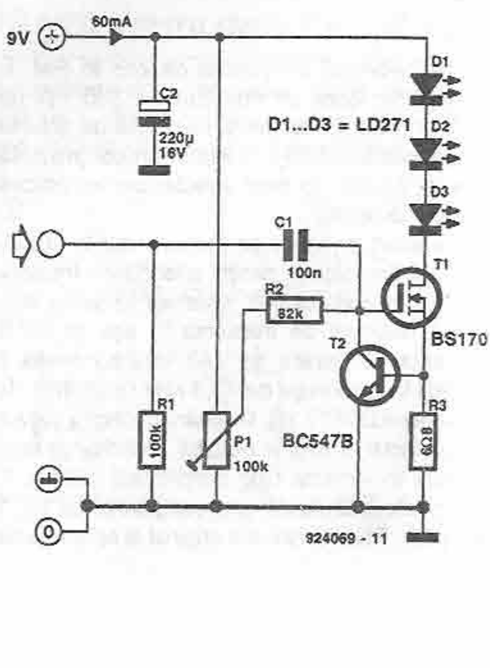
Pentru a evita ca supracomandarea porții să ducă la apariția unor supracurenți prin LED-uri, un limitator de curent, constând din T2 și R3, menține valoarea curentului sub 100 mA.

Disipația maximă pe BS170 este de 830 mW, la temperatura ambiantă de 25°C, iar curentul maxim de drenă este de 500 mA. Prin urmare, chiar cu FET-ul supracomandat, aceste limite nu sunt depășite.

Curentul de repaus optim prin LED-uri trebuie determinat în corelație cu receptorul (care trebuie reglat pentru distorsiuni minime).

Prototipul emițătorului absorbea un curent de circa 60 mA la o tensiune de alimentare de 9 V. Este recomandabilă, deci, folosirea unui adaptor de rețea, deoarece acel curent este puțin cam mare pentru o baterie PP3. Mențineți masa adaptorului și cea a semnalului audio separate, așa cum se arată în schemă, pentru a preveni reacția curentului prin LED-uri către intrare.

Tensiunea poartă-sursă a lui BS170 poate fi de maxim 15 V. Dacă utilizați o sursă de semnal care debitează un nivel mai mare, este recomandabil să includeți un circuit simplu de pro-



tecție (de exemplu, o diodă Zener de 10 V în paralel și un rezistor în serie cu intrarea).

Legătura optică este relativ direcțională, dar acest lucru poate fi îmbunătățit prin plasarea LED-urilor în unghiuri diferite. De asemenea, distanța de lucru se poate mări apreciabil montând reflectoare în spatele LED-urilor.

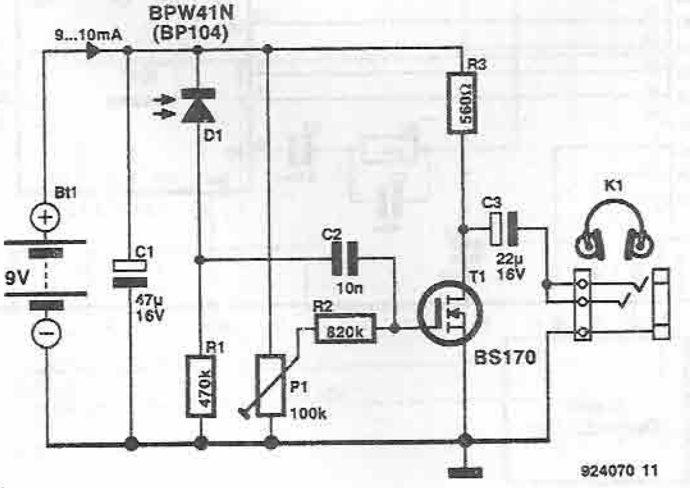
Nivelul de intrare optim pentru o distanță de lucru de câțiva metri (1,2 ÷ 2,4 m) este 100 ÷ 200 mV.

129 *Receptor în infraroșu pentru căști*

Acest receptor este completarea emițătorului descris în articolul precedent. Schema utilizează un singur FET. Avantajul este simplitatea uimitoare a montajului, iar dezavantajul este că, pentru o impedanță de ieșire suficient de mică, valoarea rezistorului R3 trebuie să fie destul de scăzută. Aceasta implică, pentru funcționarea corectă a lui T1, un curent destul de mare (desigur, pentru o baterie). Valoarea lui R3 a fost aleasă, ca un compromis, la 560 Ω, lucru ce face posibilă comanda căștilor de 600 Ω. Sarcina văzută de T1 este atunci de 300 Ω.

Ambele tipuri utilizabile de diodă receptoare indicate în schemă au un filtru pentru lumina vizibilă și sunt centrate pe lungimea de undă a LED-urilor din emițător (950 nm la 25°C). La o distanță de ordinul metrilor (1,5 ÷ 2,4 m) se obține o tensiune de ieșire (fără sarcină) de 200 ÷ 300 mV, care este suficientă pentru majoritatea aplicațiilor. Curentul absorbit în acest caz este de 9 ÷ 10 mA.

Reglajul lui P1 este destul de critic, dar plaja sa de control se poate reduce prin adăugarea unui mic rezistor la oricare capăt al potențiometrului. Semireglabilul trebuie reglat pentru distorsiuni minime. Cea mai bună soluție este aplicarea unui semnal audio de 1 kHz cu nivelul de 150 mV emițătorului, și reglarea ambelor circuite pentru minimum de distorsiuni (audibile). Aceasta se va face în absența luminii electrice, deoarece emițătorul nu modulează semnalul audio pe o purtătoare, astfel încât becurile, și în special tuburile cu neon (care emit o cantitate apreciabilă de IR la 950 nm, modulată cu 100 Hz), pot produce un adevărat brum. Chiar și lumina naturală determină degradarea raportului semnal-zgomot. Totuși, în condiții de iluminat redus și la distanță de 3 ÷ 4 m, distorsiunile au fost de 1 ÷ 2%, ceea ce nu e rău deloc pentru o schemă atât de simplă.



130 *Sintetizor PLL pentru receptoare TV*

Tunerele TV moderne includ în mod normal mijloacele pentru demultiplicarea frecvenței OCT (oscilator comandat în tensiune). Cel utilizat în sintetizorul propus este de tip Philips UV816/6456, al cărui factor de scară se poate stabili la 64 sau 256. Acoperă banda inferioară VHF, banda superioară VHF și hiperbenzile, precum și banda de UHF.

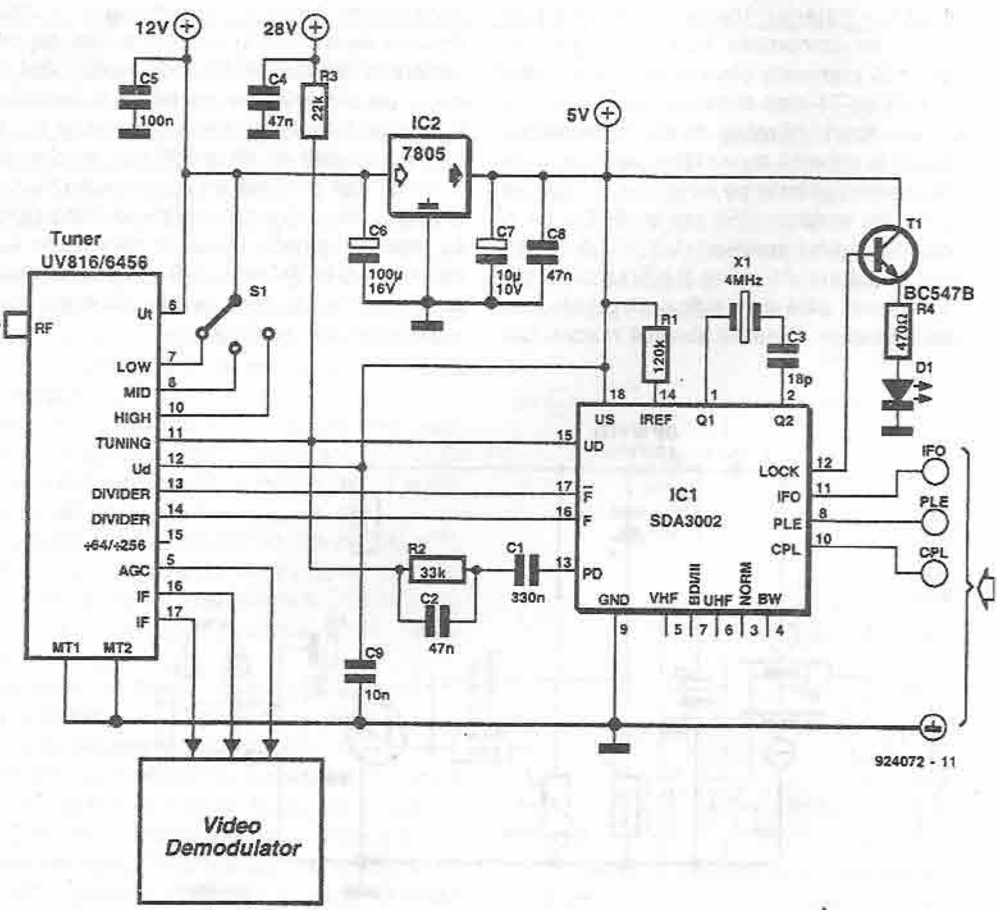
Circuitul propus se bazează pe un CI sintetizor de frecvență Siemens de tip SDA3002 care poate fi controlat de microprocesor. Lucrează exclusiv cu divizorul de frecvență 1 / 64. Acest factor de scară se obține lăsând neconectat pinul 15 al tunerului.

Rețeaua R2-C2-C1 formează filtrul buclei cu calare pe fază (PLL). Nivelul curentului de încărcare al filtrului este determinat de valoarea lui R1 și bitul 14 (vezi tabelul 1). În cazul prototipului, atât nivelul redus cât și cel ridicat al curentului au condus la o funcționare stabilă a PLL-ului, dar bucla răspundea mai rapid la curent mai mare.

SDA3002 conține un singur oscilator pentru generarea fecvenței de referință. Frecvența cuarțului X1 este divizată intern cu 4096, astfel încât frecvența pentru PLL este 976,5625 Hz.

PLL-ul se programează prin înscrierea unui cuvânt de date în SDA3002, operație pentru

1



care sunt necesare un tact (CPL), un semnal de validare (PLE) și un semnal de date (IFO). La fiecare tranziție posterioară (front) a tactului este introdus un nou bit în CI, cu condiția ca PLE să fie în „H" (vezi fig. 2). Data introdusă va fi acceptată într-un latch doar în momentul în care PLE devine „L".

În total trebuie introduși serial 18 biți. Paisprezece dintre aceștia conțin parametrii frecvenței PLL-ului. Al 15-lea bit determină curentul de încărcare. Când acest bit este „H", curentul este $10I_r$, unde I_r este curentul de referință; când bitul este „L", curentul de încărcare este I_r. Al 16-lea bit controlează ieșirea NORM. Ultimii doi biți determină starea ieșirilor de selecție a benzii: pinii 4 ÷ 7 (vezi tabelul 1).

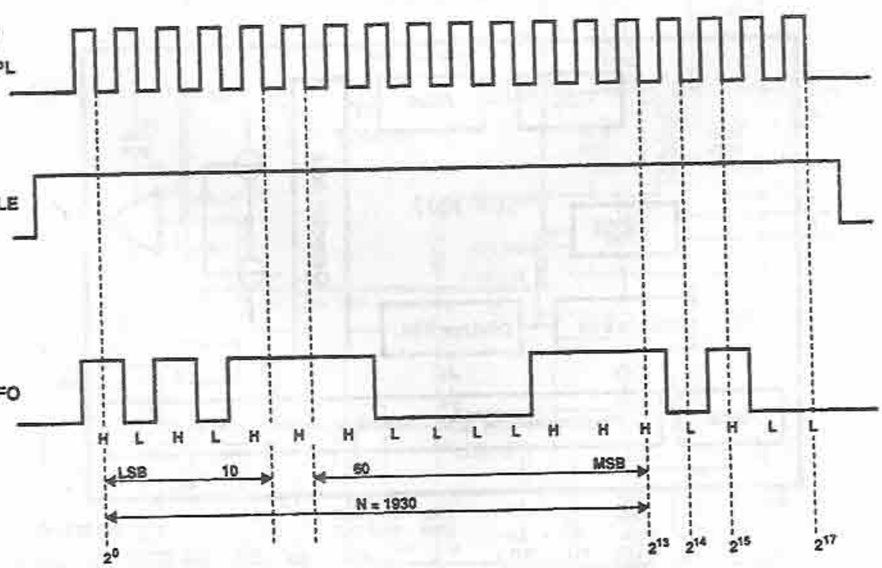
Tabelul 1

Bit 2^{14} IFO	Sursă de curent
L	I_r
H	$10I_r$

Bit 2^{15} IFO	Ieșire NORM
L	L
H	H

Bit IFO 2^{16}	Bit IFO 2^{17}	Ieșire selecție bandă: Banda I / III	VHF	UHF	BW
L	L	H	H	L	H
L	H	H	L	H	H
H	L	L	L	H	H
H	H	L	L	H	L

2



Primii 14 biți se calculează destul de ușor o dată cunoscute frecvența canalului dorit, f_c, frecvența intermediară, f_i (= 38,9 MHz), factorul de scară, z_a (= 64) al tunerului și frecvența de referință a PLL-ului, f_r. Factorul global, z, este atunci:

$z = (f_c + f_i) / z_a \cdot f_r$.

Rezultatul se rotunjește la cea mai apropiată valoare întreagă și apoi se desparte în două componente (CI conține un divizor cu două moduri de funcționare) pentru a obține biții necesari lui IC1. Cei mai semnificativi nouă biți (MSB) se calculează prin împărțirea lui z la 32 și ignorarea cifrelor de după virgulă. Restul împărțirii z:32 formează ultimii biți mai puțin semnificativi (LSB).

Ca exemplu, să presupunem că se dorește recepționarea canalului 29; frecvența purtătoarei este atunci 535,250 MHz. Factorul de scară este:

$z = (535{,}25 + 38{,}9) / 64 \cdot 976{,}5625 = 9186$.

Împărțind acest număr la 32, rezultă 287, rest 2. În formă binară, acesta este (MSB) 100011111 00010 (LSB). Totuși, data trebuie introdusă în formă inversată, adică un „1" logic corespunde stării „jos", iar un „0" logic stării „sus". Luând întâi biții mai puțin semnificativi (LSB), la intrarea de date vor apărea următoarele nivele:

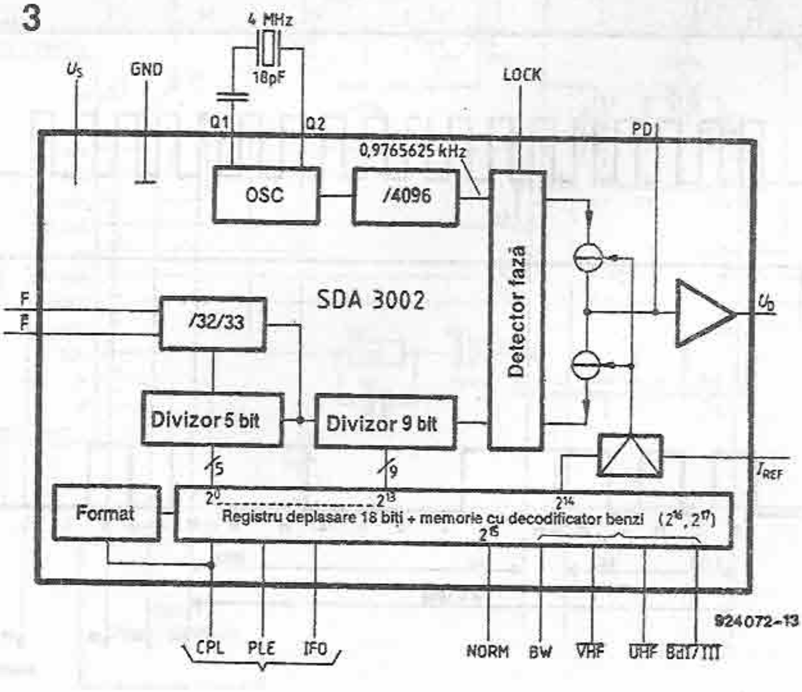
HLHHHLLLLLHHHL.

Atunci, dioda D1, care este controlată de ieșirea LOCK prin T1, luminează pentru a indica sincronizarea buclei PLL.

Tensiunea maximă de acord este determinată de tensiunea de alimentare, care se conectează la filtrul buclei prin R3. UV816 necesită o tensiune de maxim 32 V la ieșirea sa UD.

Sunt necesare încă două tensiuni: 12 V pentru tuner și 5 V pentru IC1 și divizorul de frecvență din tuner. Întrucât consumul combinat al lui IC1 și D1 (aprinsă) este de numai 29 mA, linia de +5 V se obține ușor de la alimentarea de 12 V prin stabilizatorul de 5 V. Acest stabilizator de 5 V poate furniza și curentul (aproximativ 25 mA) pentru divizorul de frecvență din tuner. Suplimentar, tensiunea de 12 V trebuie să asigure curentul pentru tuner, care în cazul lui UV816 este de circa 85 mA. Este, așadar, nevoie de un curent total de circa 140 mA.

3



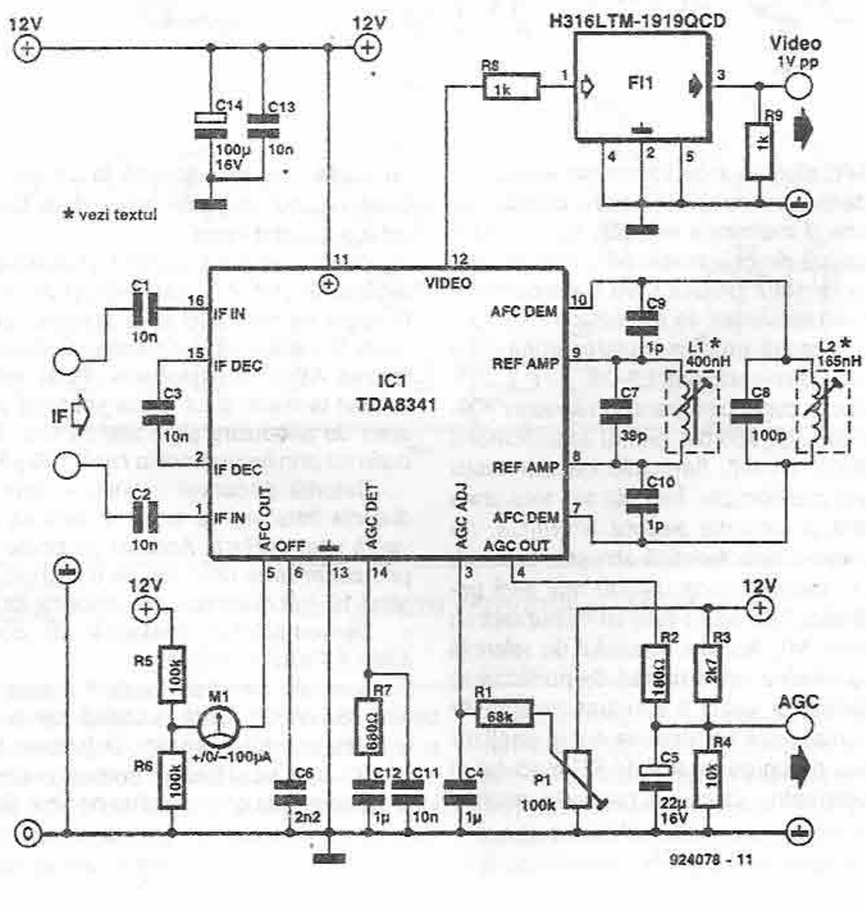
131 *Demodulator video*

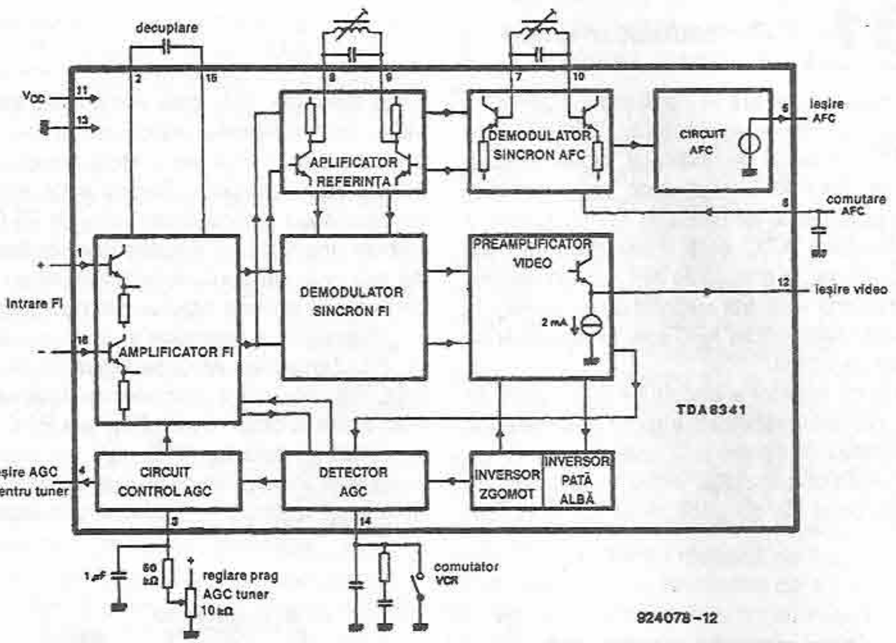
Demodulatorul are la bază cipul TDA8341, succesor al binecunoscutelor TDA2541 și TDA3541. Pe lângă demodulator, cipul mai conține o secțiune AGC (automatic gain control – control automat al amplificării) pentru tunere a căror tensiune AGC este direct proporțională cu amplificarea, și o facilitate AFC (automatic frequency control – control automat al frecvenței). În schema de față, funcția AFC este folosită doar ca indicator de acord.

Plaja de control a circuitului AGC este de 67 dB. Datorită stabilizării interne a alimentării, sensibilitatea de intrare a CI este de 40 µV.

CI livrează semnalul video la un nivel de 2,7 V pe pinul 12, de unde se aplică unui filtru Toko trece-jos, FI1, care elimină din semnalul video componentele reziduale cu frecvențele purtătoarelor. Filtrul are o atenuare de 6 dB în banda sa de trecere. Pentru a se obține un semnal video standard de 1 Vvv pe 75 Ω, filtrul trebuie urmat de un amplificator / buffer video, de exemplu de tipul NE592. Observați că impedanța de ieșire a filtrului este de 1 kΩ.

Punctul de funcționare al AGC se stabilește cu P1. Tensiunea AGC se preia de la pinul 4 prin R2. Nivelul curentului la ieșirea AGC este limitat la circa 10 mA. Rețeaua R7-C11-C12 formează un detector AGC, care, de asemenea, furnizează impulsurile pentru un circuit de eșantionare și memorare. Acest circuit face ca la





ieșirea AFC să nu ajungă informația video.

Condensatorul rezervor pentru circuitul de eșantionare și memorare este C6. Dacă pinul 6 se conectează direct la masă, AFC este dezactivat iar potențialul pinului 5 va fi aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare.

AFC necesită un demodulator sincron cu propriul său circuit acordat: L2-C8.

Din cauza cuplajului (parazit) capacitiv (C9-C10) cu circuitul acordat pentru amplificatorul de referință, L1-C7, flancurile caracteristicii AFC devin mai abrupte. Întrucât aici tensiunea AFC oferă o indicație asupra acordului, nu este de dorit o caracteristică abruptă, astfel că C9 și C10 trebuie menținute cât mai mici posibil. Indicatorul de acord este un instrument cu zero central, M1. Acordul circuitului de referință (pentru a elimina orice resturi de purtătoare) este înșelător și poate fi efectuat într-adevăr corect numai dacă se dispune de un analizor de RF sau de un generator de RF modulat și un frecvențmetru. Dacă se folosește acordul cu buclă PLL plecând de la un oscilator cu cuarț, reglajul se poate, totuși, face fără aceste echipamente de test.

O dată acordat canalul și realizat corect reglajul lui L1-C7, circuitul AFC, L2-C8, se poate regla pentru citire zero (central) pe instrument (jumătate din tensiunea de alimentare la ieșirea AFC). Rezistoarele R5 și R6 mențin celălalt terminal al lui M1 la jumătate din tensiunea de alimentare și, în același timp, limitează curentul prin instrument la circa 100 µA.

Datorită dispunerii circuitului, este posibilă diafonia între ieșirea video și intrarea de frecvență intermediară. Aceasta se poate remedia prin conectarea unui șoc de 6,8 µH în serie cu pinul 12 (cât mai aproape posibil de CI).

Demodulatorul consumă un curent de circa 45 mA.

Semnalul de intrare poate fi preluat de la un filtru SAW (cu undă acustică de suprafață), ușor de procurat în prezent. Majoritatea tunerelor (doar acest lucru trebuie verificat) sunt capabile să comande o multitudine de filtre SAW.

132 *Îmbunătățirea calității video*

Circuitul amplifică frecvențele înalte dintr-un semnal video, rezultând o imagine mai clară. Poate fi inserat, de exemplu, între ieșirea videocasetofonului și mufa SCART de intrare în receptorul TV.

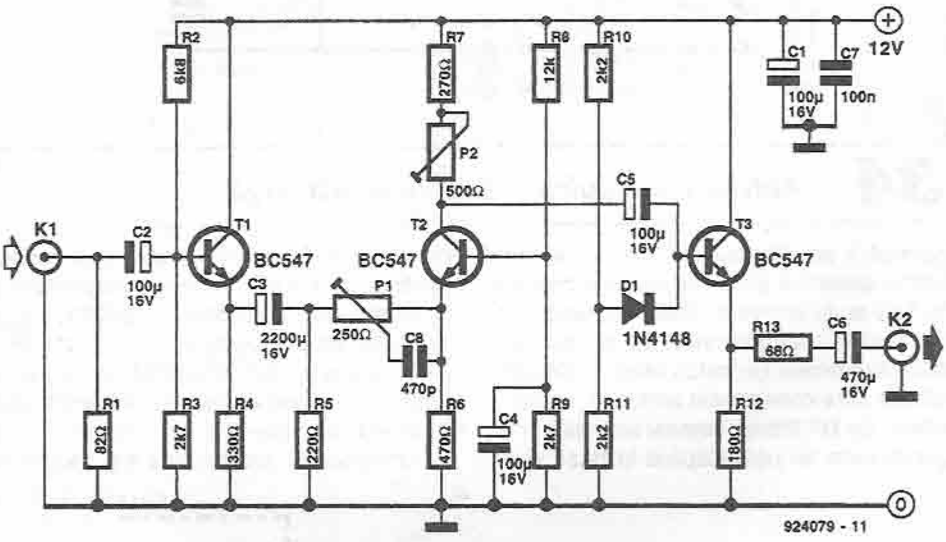
Este o schemă simplă, bazată pe numai trei tranzistoare. Primul, T1, este un etaj separator. Rezistorul R1 face ca impedanța de intrare să fie de ordinul a 75 Ω. Semnalul se aplică apoi amplificatorului T2, a cărui amplificare este determinată de valoarea reglată pentru P2.

Caracteristica de frecvență a semnalului la intrarea etajului T2 este modulată de P1, R6 și C8 și se află deci, într-o oarecare măsură, sub controlul utilizatorului (prin P1).

Separatorul T3 asigură un curent suficient pentru a comanda corect majoritatea sarcinilor de 75 Ω.

Potențiometrul semireglabil P2 trebuie reglat pentru obținerea unei tensiuni de ieșire de 1 Vvv (pe sarcină adaptată; cu ieșirea în gol, nivelul trebuie să fie de 2 Vvv).

Circuitul consumă circa 50 mA. De reținut că tensiunea de alimentare de 12 V trebuie stabilizată.



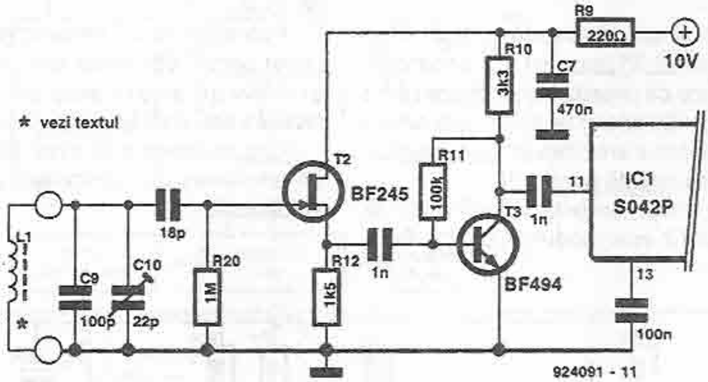
133 *Preamplificator pentru referința de frecvență a stației Kalundborg*

În toate cazurile în care recepția postului de emisie Kalundborg se face la limită cu antena de ferită conectată la intrarea CI S042P, preamplificatorul cu două etaje prezentat aici asigură perioade lungi de sincronizare a standardului de frecvență.

Bobina-antenă, L1, constă din 150 spire din sârmă de cupru emailat ∅ 0,3 mm înfășurate pe o carcasă cilindrică cu diametrul de 12,3 mm, din plastic, carton subțire sau hârtie, plasată central pe o bară de ferită cu o lungime de 238 mm și un diametru de 9,6 mm. Bobina este acor-

dată pe 243 kHz cu un condensator fix, C9, și un trimer, C10. Pentru a menține sarcina bobinei de antenă cât mai mică posibil, primul etaj al preamplificatorului este realizat cu un FET tip BF245.

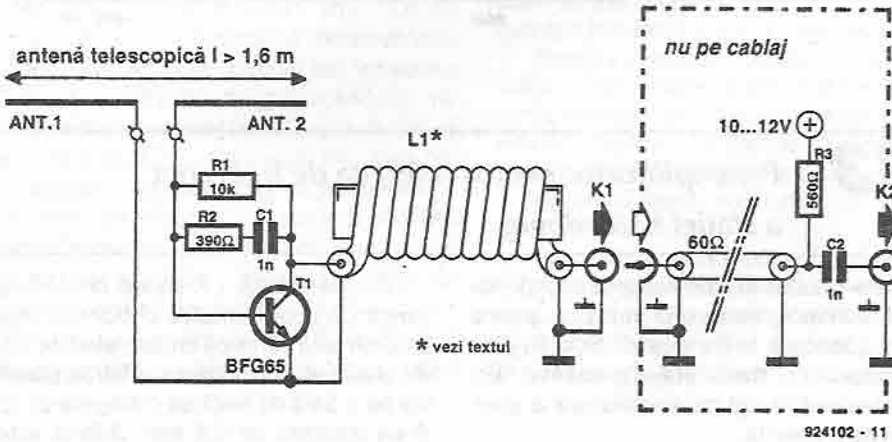
Semnalul de 243 kHz amplificat este adus la una din intrările standardului de frecvență (vezi articolul precedent). Utilizând preamplificatorul, autorul articolului (care locuiește în Danemarca) a măsurat un nivel de semnal de 1,4 Vvv pe pinul 6 al lui IC2 al referinței de frecvență.



134 *Antenă telescopică activă de bandă largă*

Majoritatea amplificatoarelor VHF / UHF pentru antene simetrice (cum sunt dipolul deschis sau închis) au la intrare un balun (balanced to unbalanced – transformator de simetrizare simetric-nesimetric). Un balun este un dispozitiv inductiv care convertește semnalul simetric (echilibrat) de RF într-un semnal asimetric (neechilibrat) care se poate aplica în baza tranzistorului. Din nefericire, un balun are o pierdere inerentă de 2-3 dB, în timp ce majoritatea tranzistoarelor de intrare (tipic, un BFR91, sau similar) au factorul de zgomot nu mai mare de circa 2 dB. Aceasta explică factorul de zgomot total relativ modest, de aproximativ 4-5 dB, al acestui tip de etaj de intrare.

Un factor de zgomot mult mai mic se obține



Listă de componente

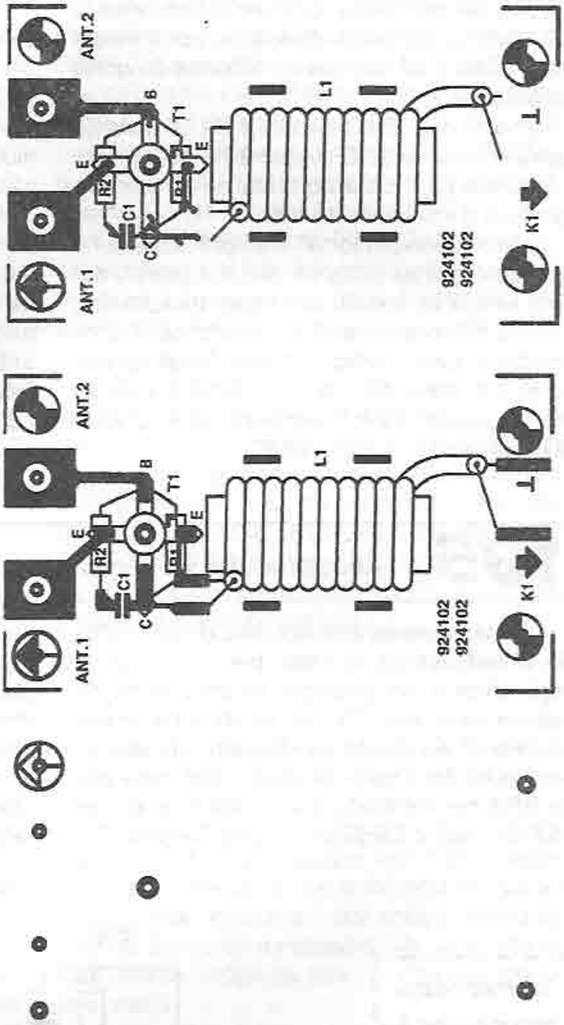
Rezistoare:
R1 = 10 kΩ
R2 = 390 Ω
R3 = 560 Ω (vezi textul)

Condensatoare:
C1 = 1 nF ceramic
C2 = 1 nF ceramic

Semiconductoare:
T1 = BFG65

Bobine:
L1 = Vezi textul. Materiale: cablu coaxial
de 60 Ω, diametru de 2,5 mm; bară de ferită 10 mm diametru

Diverse:
ANT.1, ANT.2 = antene baston telescopice pentru conectare pe cablaj, lungime minimă 80 cm
K1 = mufă BNC
Cablaj REF. 924102



cu circuitul prezentat aici, care nu conține un balun, ci un tranzistor de zgomot mic, BFG65, ca dispozitiv amplificator. Combinația de antenă telescopică și amplificator de RF de bandă largă și zgomot redus este denumită „antenă activă". Schema dată aici se poate folosi în două moduri: (1) dacă se folosește împreună cu o antenă existentă, asigură un raport S / Z (semnal-zgomot) mult mai bun al receptorului, sau (2) același raport S / Z poate fi obținut folosind o antenă mult mai simplă.

Antena propriu-zisă este un dipol deschis cu o lungime totală de 1,6 m, care lucrează ca dipol în λ/2 de la 60 MHz la circa 187 MHz, sau ca dipol multi-λ în V până la circa 900 MHz. Într-un mod neuzual, conversia simetric-nesimetric este făcută la ieșirea amplificatorului, cu ajutorul unei lungimi de cablu coaxial, care funcționează ca un drosel. Construcția amplificatorului pe placa de circuit imprimat prezentată și comportarea lui electrică, fac ca antena să „vadă" o sarcină simetrică.

Cele două bastoane telescopice se conectează direct la cele două suprafețe de lipire marcate „ANT.1" și „ANT.2". În mod obișnuit, antenele telescopice au la bază o articulație

care le permite rotirea, precum și înclinarea în plan vertical. Cu puțină dexteritate, acest mecanism poate fi păstrat pentru folosirea cu acest amplificator.

Bobina de ieșire, L1, constă din 10 spire de cablu coaxial de 60 Ω cu diametrul de 2,5 mm, înfășurate pe o bară de ferită de 10 cm lungime, cu diametrul de 10 mm.

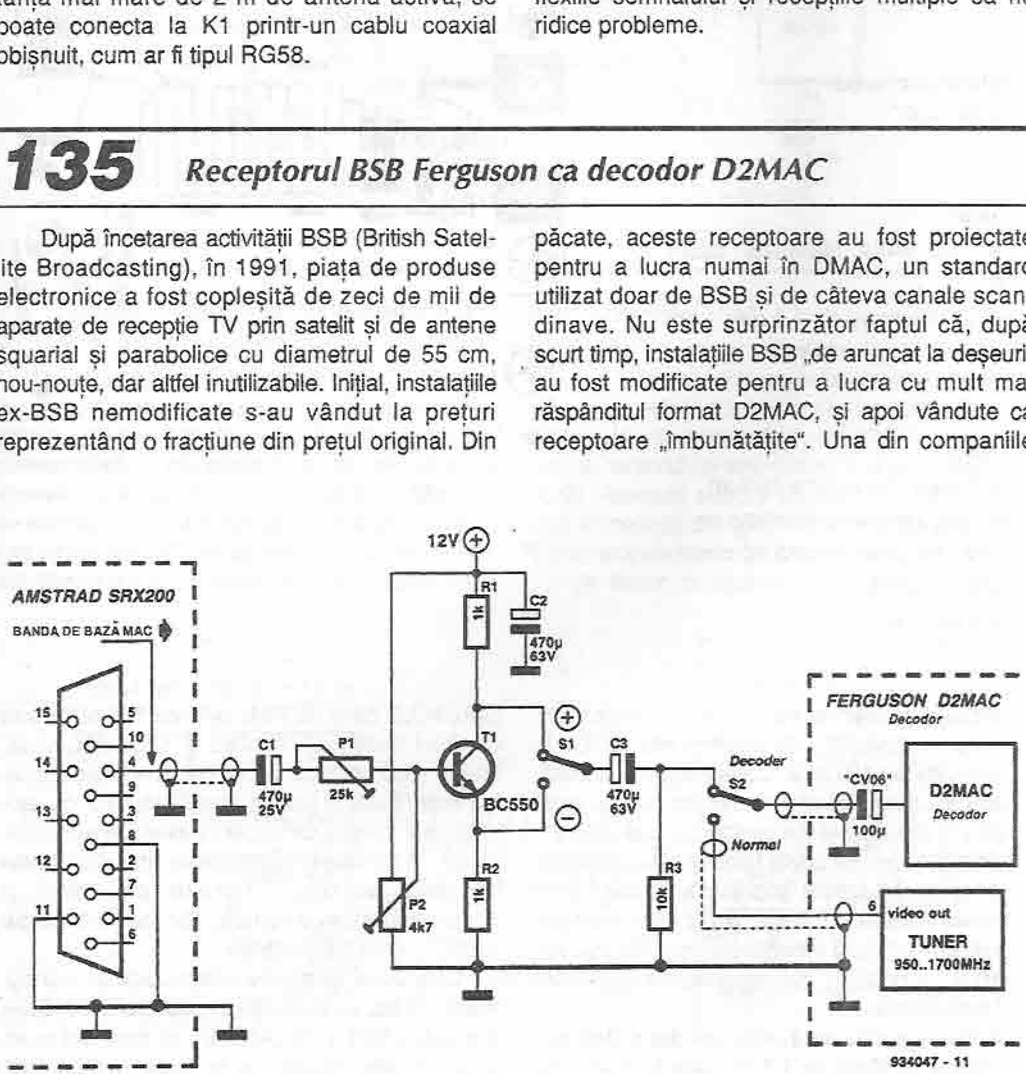
Alimentarea „fantomă" a amplificatorului nu este conținută pe placa de circuit imprimat, dar este simplu de instalat la intrarea receptorului, întrucât nu conține decât un rezistor și un condensator. Dacă receptorul este situat la distanță mai mare de 2 m de antena activă, se poate conecta la K1 printr-un cablu coaxial obișnuit, cum ar fi tipul RG58.

În cazul în care antena este folosită într-o zonă cu intensitate relativ mică a câmpului local, puteți micșora factorul de zgomot al lui BFG65 mărind ușor valoarea lui R3. Acest lucru nu trebuie făcut dacă există câmpuri puternice, în care caz rezultatul ar fi creșterea riscului de intermodulație.

Cu R3 = 560 Ω, consumul de curent este de aproximativ 20 mA. Amplificarea semnalului dat de dipol este de circa 12 dB, cu un factor de zgomot realizat de aproximativ 1 dB. Aceasta asigură rezultate comparabile cu cele ale unei antene mai mari (Yagi), cu condiția ca reflexiile semnalului și recepțiile multiple să nu ridice probleme.

135 *Receptorul BSB Ferguson ca decodor D2MAC*

După încetarea activității BSB (British Satellite Broadcasting), în 1991, piața de produse electronice a fost copleșită de zeci de mii de aparate de recepție TV prin satelit și de antene squarial și parabolice cu diametrul de 55 cm, nou-nouțe, dar altfel inutilizabile. Inițial, instalațiile ex-BSB nemodificate s-au vândut la prețuri reprezentând o fracțiune din prețul original. Din păcate, aceste receptoare au fost proiectate pentru a lucra numai în DMAC, un standard utilizat doar de BSB și de câteva canale scandinave. Nu este surprinzător faptul că, după scurt timp, instalațiile BSB „de aruncat la deșeuri" au fost modificate pentru a lucra cu mult mai răspânditul format D2MAC, și apoi vândute ca receptoare „îmbunătățite". Una din companiile



care s-a implicat activ în aceasta este Trac Satellite Systems. Modificarea de la DMAC la D2MAC constă în esență în montarea unui nou EPROM, reprogramarea EPROM-ului propriu al receptorului și dezactivarea modulului pentru controlul accesului (ACM). Rezultatul este un sistem complet de recepție D2MAC prin satelit care costă mai puțin decât un simplu decodor D2MAC. Imaginea și sunetul produse de receptorul modificat sunt, într-un cuvânt, superbe.

În plus, există, de asemenea, multe plăci de receptor BSB modificat la care s-a renunțat. Acest articol vă arată cum să folosiți o astfel de placă, în acest caz de la un receptor Ferguson SRB1, ca decodor D2MAC pentru utilizarea împreună cu un receptor de tip Amstrad SRX200 pentru Astra. Condițiile pentru a putea realiza acest lucru sunt: (1) placa dvs. Ferguson să fie în stare de funcționare și (2) să fi fost modificată pentru D2MAC.

Un singur tranzistor rezolvă totul! Interfața prezentată aici constă dintr-un inversor, care este necesar pentru a asigura polaritatea corectă a semnalului în banda de bază aplicat decodorului D2MAC. Semnalul în banda de bază este preluat de la pinul 4 al conectorului tip D cu 15 pini de pe panoul din spate al lui SRX200, și aplicat unui inversor simplu cu un tranzistor. Comutatorul S2 s-a adăugat pentru a permite folosirea tunerului intern al plăcii Ferguson ca o a doua intrare pentru decodorul D2MAC. Aceasta vă dă posibilitatea să folosiți în continuare receptorul Ferguson pentru recepția canalelor D2MAC ale transponderelor DBS germane și franceze de mare putere situate la 19° Vest.

Un al doilea comutator, S1, selectează polaritatea semnalului video (care poate crea efecte destul de interesante pe unele posturi D2MAC). În final, interfața trebuie conectată prin cabluri coaxiale scurte. Dacă nu puteți evita folosirea unui cablu relativ lung (de exemplu, un cablu SCART cu lungime standard), montați un trimer de 10 pF între extremitățile lui P1, cu rol de creștere a vitezei semnalului.

136 *Receptor AF în infraroșu*

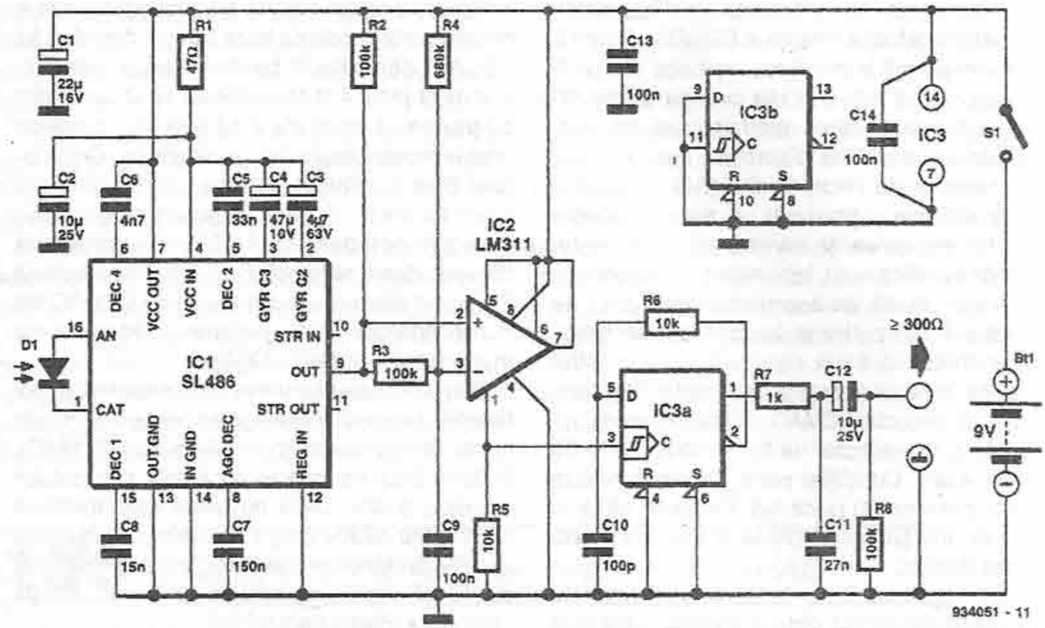
Acest receptor în infraroșu este corespondentul emițătorului în infraroșu. Semnalul de ieșire al diodei în infraroșu D1 este amplificat de IC1. Dioda este de tipul BPW41N, care lucrează foarte bine cu acest emițător și este relativ rapidă (≅ 200 ns). Impulsurile de pe ieșirea lui IC1 sunt aplicate comparatorului IC2, care le separă de lumina ambiantă. În acest scop, componenta de curent continuu a ieșirii lui IC1 este memorată pe C9 și folosită ca referință pentru IC2.

Semnalul recepționat este decodificat de un simplu divizor cu 2, IC3a. Fiecare impuls produce o schimbare a stării la ieșirea acestui etaj, astfel încât semnalul de ieșire este asemenea semnalului cu modulare a impulsurilor în durată original. Semnalul de ieșire este filtrat cu R7-C11 și decuplat cu C12, rezultând un semnal audio corespunzător pentru comanda unor căști de impedanță mare.

Etajul divizor cu 2 conține o rețea de întârziere, R6-C10, care previne acționarea bistabilului de către zgomotul ambiant. Datorită acestei rețele, nivelul anterior este menținut la intrarea D timp de o microsecundă, perioadă în care starea intrării de tact nu va avea nici o importanță.

Semnalul de ieșire poate fi îmbunătățit cu ajutorul unui filtru activ trece-jos (frecvență de tăiere 10 ÷ 12 kHz) de ordinul 3 sau mai mare, care va servi și ca circuit tampon.

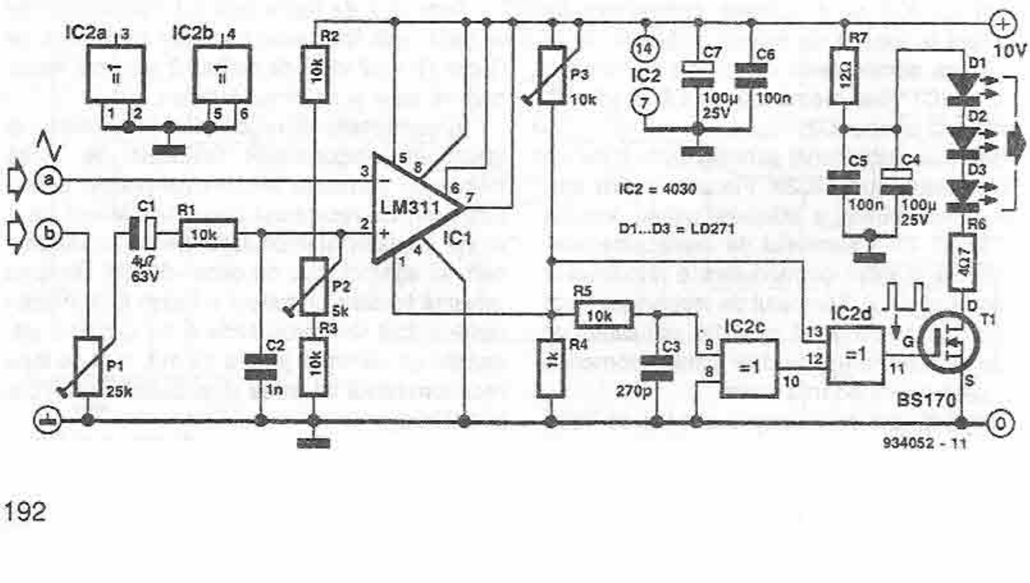
În combinație și cu circuitul în infraroșu și ignorând componentele reziduale de înaltă frecvență, semnalul audio este practic nedistorsionat. Cu receptorul plasat la distanță de 1 m de emițător și modulație de 30%, raportul semnal-zgomot este de circa –50 dB. Distanța maximă la care prototipul a lucrat fără interferențe a fost de aproximativ 5 m. Circuitul absoarbe un curent în jurul a 15 mA, fapt ce face recomandabilă folosirea unei baterii reîncărcabile (NiCd).



137 *Emițător în infraroșu*

Se întâmplă adesea să doriți să urmăriți programul la televizor în condițiile în care sunetul nu trebuie să deranjeze alte persoane aflate în cameră. Pentru a evita folosirea unui cablu lung întins pe podea, prezentul emițător face posibilă ascultarea sunetului TV „fără fir".

Emițătorul utilizează modulația impulsurilor în durată (în lățime). Semnalul modulat este produs în manieră tradițională, prin compararea semnalului audio cu un semnal pur triunghiular de înaltă frecvență, cu un CI comparator. Un generator adecvat de semnal triunghiular poate fi



găsit la paragraful 190. Dacă folosiți alt generator, asigurați-vă că offsetul acestuia este egal cu jumătate din tensiunea de alimentare de 5 V și că mărimea semnalului triunghiular este de 2,5 Vvv.

Pentru o rază de acțiune mare, curentul prin LED-uri trebuie să fie ridicat. Întrucât LED-urile nu pot, totuși, conduce continuu curenți mari, impulsurile trebuie să fie scurte, și acesta trebuie să fie motivul pentru care se folosește modulația impulsurilor în durată (PWM). (În acest tip de modulație, intervalul de timp dintre prima și ultima tranziție, adică dintre frontul anterior și cel posterior, este variat față de starea nemodulată.)

Impulsurile sunt generate de poarta XOR IC2d, care compară semnalul PWM original cu cel întârziat de R5-C3-IC2c. Aceasta produce, pentru fiecare modificare a nivelului (care reprezintă o tranziție), un impuls scurt a cărui durată este egală cu constanta de timp R5-C3.

Semnalul de la ieșirea lui IC2d produce comutarea lui T1. În acest mod, curentul absorbit de LED-uri (cu o tensiune de alimentare de 10 V) este limitat la o valoare de vârf de 400 mA, cu ajutorul lui R6. Curentul mediu absorbit de circuit va fi atunci de circa 90 mA.

Potențiometrele semireglabile P2 și P3 servesc pentru eliminarea oricăror diferențe între impulsurile generate de frontul anterior și cele generate de frontul posterior. Reglarea lui P3 se face, fără semnal la intrare, cu ajutorul unui osciloscop, astfel încât toate impulsurile din semnalul de ieșire să rezulte de aceeași lățime. Reglați apoi P2 astfel încât intervalele dintre impulsuri să devină egale. Ieșirea lui IC1 va fi atunci o undă perfect dreptunghiulară.

Cu receptorul lucrând în tandem cu emițătorul și semnal maxim la intrare, reglați P1 pentru a obține interferențe minime în semnalul recepționat.

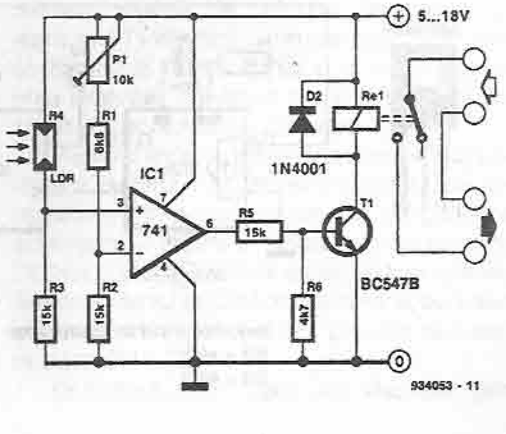
În fine, remarcați că IC2a și IC2b pot fi folosite pentru generatorul de semnal triunghiular.

138 *Comandă optică pentru suprimarea zgomotului*

Multe din receptoarele de unde scurte mai puțin costisitoare nu au circuit de suprimare a zgomotului (squelch) și continuă să producă zgomot în absența recepției unui semnal util. Din fericire, ele au, în mod normal, un LED care se aprinde pentru a indica faptul că semnalul de intrare depășește un nivel minim prestabilit. Acest LED poate fi folosit pentru controlul unui fotorezistor (LDR). Tensiunea la bornele fotorezistorului poate servi la acționarea unui circuit de deconectare a difuzorului sau căștilor în absența semnalului util. Acest lucru e posibil fără vreo intervenție în receptorul propriu-zis, conectând un difuzor extern pe ieșirea de căști. Introducerea jackului în această mufă decuplează automat difuzorul intern. Conectarea difuzorului extern se face prin contactul releului Re1.

Circuitul se bazează pe comparatorul IC1. P1, R1 și R2 furnizează tensiunea de referință pentru intrarea inversoare a amplificatorului operațional, care în stare de repaus (când nu cade lumina pe R4, acesta având atunci rezistență mare) este mai ridicată decât potențialul intrării neinversoare. Când cade lumina pe R4, rezistența sa scade și, ca urmare, nivelul la intrarea neinversoare a comparatorului devine mai ridicat decât cel al intrării inversoare. Ieșirea comparatorului își schimbă starea și deschide tranzistorul T1, acționând astfel releul. Contactul releului va cupla difuzorul la ieșirea căștii.

La realizarea practică trebuie avut în vedere că circuitul va funcționa cu atât mai bine cu cât va ajunge mai puțină lumină ambiantă



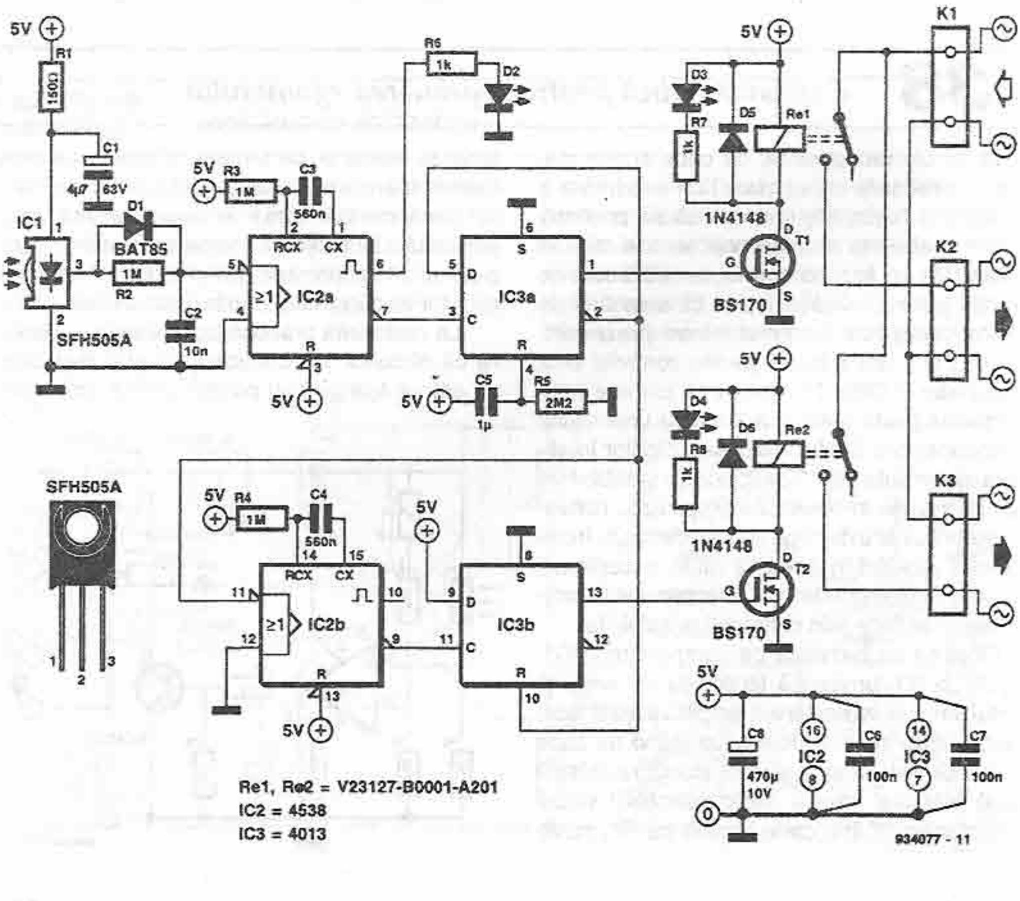
pe LDR. Semireglabilul P1 se va regla astfel încât releul să nu fie acționat dacă LED-ul este stins, dar să activeze imediat ce se aprinde dioda. Dacă se întâmpină dificultăți în reglarea lui P1, acestea au, probabil, drept cauză alegerea incorectă a valorii LDR. În schemă, valorile lui P1, R1 și R2 sunt potrivite pentru folosirea unui LDR care în prezența luminii are o rezistență de aproximativ 6 kΩ. Măsurați această rezistență cu un multimetru; valoarea lui R1 trebuie aleasă egală (aproximativ) cu aceasta, iar cea a lui P1 de circa două ori mai mare. Valorile lui R2 și R3 trebuie să fie aproximativ egale cu suma valorilor lui P1 și R1.

Alimentarea se poate prelua din receptor. Dacă acest lucru nu este posibil, se va folosi un adaptor de rețea separat. Circuitul absoarbe un curent de circa 5 mA plus curentul prin releu.

139 *Comutator acționat de la distanță în infraroșu*

În prezent, câțiva fabricanți produc circuite integrate care combină dioda receptoare în infraroșu și amplificatorul și demodulatorul asociate. Tipul SFH505A realizat de Siemens, utilizat în circuitul de față, are în plus un filtru trece-bandă pentru minimizarea interferențelor. Circuitul funcționează optim împreună cu emițătorul în infraroșu din articolul următor.

Semnalul de ieșire al lui IC1 are durata impulsului limitată la o valoare maximă. Acest fapt



este exploatat de emițătorul asociat pentru a obține o rază de acțiune maximă. Majoritatea telecomenzilor comerciale folosesc transferul de date modulate, în care lățimea impulsurilor e mai mică decât cea cu care poate lucra IC1. Diferența este ușor detectată de un integrator, R2-C2, și un trigger Schmitt, reprezentat de intrarea $\overline{T}$ a monostabilului IC2a. Constanta de timp este exact atât de mică încât să asigure că, pentru lățimea maximă a impulsului lui IC1, tensiunea la bornele lui C2 va fi chiar sub pragul de comutare al lui IC2a (IC1 are ieșirea activă în „zero", acesta fiind motivul conectării la intrarea negată a triggerului IC2a). Rețineți că emițătoarele de telecomandă produse, de exemplu, de Sony sau Philips, nu au nici un efect asupra circuitului de față.

Monostabilul este redeclanșabil, astfel că orice oscilație apărută la comutarea emițătorului este lipsită de efecte nedorite asupra stării circuitului. Durata impulsului monostabilului a fost stabilită la aproximativ o jumătate de secundă. Prin urmare, circuitul nu poate comanda rapid conectarea sau deconectarea. Dacă, totuși, sosesc niște impulsuri sau impulsuri repetate la intrarea triggerului, acestea determină creșterea duratei impulsului de ieșire, dar starea circuitului se schimbă o singură dată.

Semnalul de ieșire de la pinul 7 al lui IC2a comandă bascularea bistabilului tip D, IC3a, pe frontul posterior. Bistabilul este configurat ca divizor cu 2, astfel încât circuitul poate cupla sau decupla prin transmisii repetate.

Dioda D2 indică faptul că IC2a a recepționat un impuls de declanșare. Dacă se produc interferențe datorită altor telecomenzi, acest lucru este indicat de către D2.

Ieșirea lui IC3a acționează unul dintre relee prin T1. În același timp, ea declanșează monostabilul IC2b, care acționează al doilea releu pe calea IC3b și T2. În acest fel, al doilea releu este acționat la o jumătate de secundă după ce a fost acționat primul. Aceasta permite cuplarea în doi pași a unor aparate. Diodele D3 și D4 semnalizează activarea releelor. Releele pot comuta până la 2000 VA (8 A).

Curentul absorbit de un echipament în momentul conectării se poate limita cuplând întâi tensiunea de alimentare în serie cu un rezistor, prin intermediul primului releu, și folosind apoi al doilea releu pentru a elimia din circuit rezistorul serie.

Circuitul absoarbe un curent de circa 0,6 mA când releele sunt dezactivate și LED-urile stinse. Cu releele acționate și LED-urile aprinse, acesta crește la 125 mA.

140 *Emițător de bază în infraroșu*

Emițătorul este destinat în primul rând folosirii împreună cu receptorul descris în paragraful precedent. Funcționează cu două baterii uscate de 1,5 V sau cu o baterie cu litiu de 3 V. Pentru a rezulta un montaj compact și totuși cu o bună stabilitate a frecvenței, schema folosește un oscilator cu rețea de defazare, T1, caracterizat printr-o stabilitate bună a frecvenței. Pentru ca tranzistorul să aibă amplificare suficientă la tensiunea scăzută de alimentare, s-a ales un Darlington.

Fiecare din celulele rețelei de defazare, R1-C1-R2-C2-R3-C3, are aproximativ aceeași constantă de timp. Pentru ca celulele să nu se influențeze între ele în mod nedorit, R2 ≈ 3,8·R1 și R3 ≈ 3,8·R2. Datorită acestei influențe reciproce, câștigul amplificatorului este ceva mai mare decât valoarea teoretică de 18 dB.

Valoarea lui R5 reprezintă un compromis. Este necesar să fie redusă, astfel încât să nu afecteze rețeaua de defazare (impedanța de ieșire a lui T1 afectează, de asemenea, frecvența oscilatorului). În același timp, nu trebuie să fie prea coborâtă, deoarece ar crește curentul absorbit și s-ar reduce amplificarea.

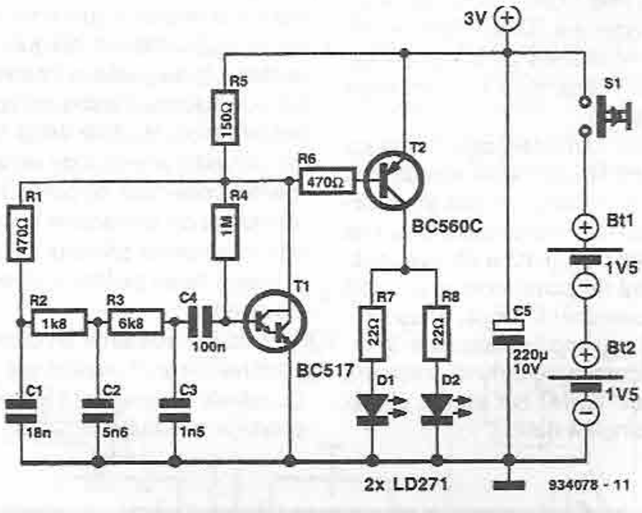
Pentru a micșora influența rezistenței bază-emitor a bufferului T2, acest tranzistor este comandat printr-un rezistor separat, R6. Bufferul este necesar pentru a furniza curentul cerut de LED-uri. Datorită tensiunii de alimentare reduse, aceste diode nu se pot conecta în serie, fiind deci comandate independent prin propriile rezistoare serie, R7 și R8.

Emițătorul este cuplat sau decuplat prin

conectarea sau deconectarea cu S1 a tensiunii de alimentare. Un dezavantaj al acestui circuit este faptul că curentul continuă să circule atâta timp cât S1 este apăsat. O apăsare scurtă a lui S1 este oricum suficientă pentru a comuta receptorul.

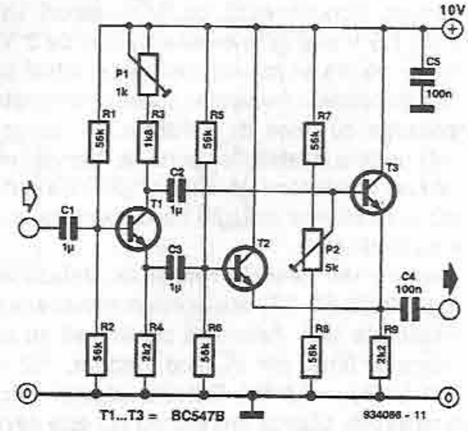
Curentul consumat de circuit depinde de tensiunea de alimentare și de durata cât se menține apăsat butonul S1. Când U_b = 2 V, frecvența este 29,3 kHz, curentul de vârf prin LED-uri este de 25 mA, și curentul total consumat este de 27 mA. Când U_b = 3,2 V, frecvența este 30,4 kHz, curentul de vârf prin fiecare LED este de 64 mA, iar curentul total consumat este de 63 mA. La această tensiune de alimentare distanța de lucru dintre prototipul emițătorului și receptor a fost de 13 m.

Curentul consumat se poate reduce prin conectarea în serie cu S1 a unui grup paralel RC (R = 10 kΩ; C = 1000 µF, 6,3 V). La apăsarea lui S1 rezultă numai un impuls scurt de curent. Chiar dacă se menține apăsat S1, curentul nu poate depăși 300 µA.



141 *Dublor de frecvență*

Circuitul de dublare a frecvenței poate fi abordat din două puncte de vedere. Cu semnale de intrare ≥ 1 V, T2 și T3 lucrează ca redresoare bialternanță. Aceasta înseamnă că frecvența fundamentală a semnalului de intrare este automat dublată. Cu semnale de intrare < 1 V, cele două semnale în antifază produse de T1 din semnalul de intrare sunt aduse în emitorii lui T2 și T3 și însumate. Aceasta înseamnă că frecvența fundamentală practic dispare, în așa fel încât, datorită neliniarităților, rămân doar armonicile: prima armonică devine acum frecvență fundamentală a semnalului de ieșire. Aceasta implică, bineînțeles, o reducere apreciabilă a nivelului de semnal: dintr-un semnal de



intrare de 25 mV rămân doar 6 mV la ieșire.

Presupunând un semnal de intrare sinusoidal, rejecția frecvenței fundamentale se optimizează cu P1. Punctul de funcționare al lui T3 se va regla cu P2 pentru un semnal la ieșire cât mai apropiat de o sinusoidă. În cazul prototipului, semnalul de ieșire a prezentat distorsiuni de 5,5 % la o frecvență de intrare de 1 kHz.

Domeniul frecvențelor de intrare se întinde de la 80 Hz până deasupra frecvenței de 100 kHz.

Orice tendință de oscilație a lui T2 sau T3 poate fi suprimată prin lipirea unui condensator ceramic mic (circa 56 pF) între baza și colectorul tranzistorului.

Circuitul absoarbe un curent de aproximativ 4 mA.

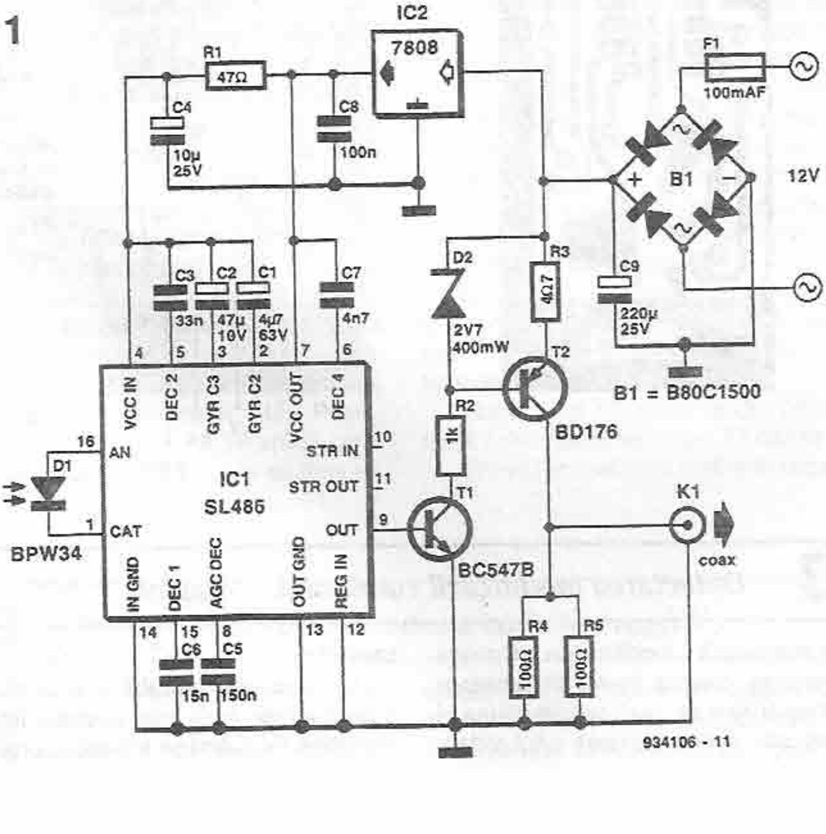
142 *Repetor de semnal infraroșu*

Repetorul este destinat extinderii razei de acțiune a unui sistem de telecomandă în infraroșu (IR) standard, folosit la un echipament audio sau video, la circa 10 m. Semnalul original este captat de receptor (fig. 1), amplificat și apoi condus la emițător (fig. 2) printr-un cablu coaxial. Este posibil, spre exemplu, controlul unui sistem audio aflat în camera de zi, din sufragerie (unde sunt montate difuzoare în paralel).

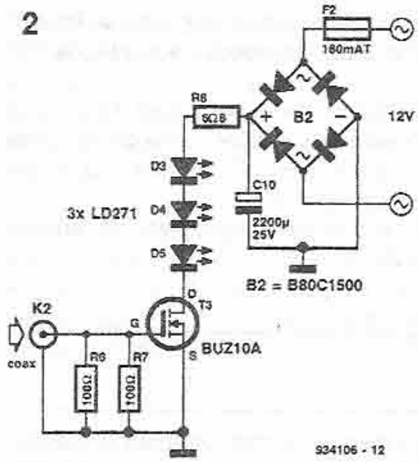
Deși în fig. 1 dioda de recepție în IR este de tipul BPW34, s-au obținut rezultate bune și cu un BP104. Performanțele receptorului construit pe placa de cablaj prezentată în fig. 3 au fost considerabil mai bune decât ale unuia construit pe o placă de test (veroboard).

Receptorul consumă un curent puternic

1



2

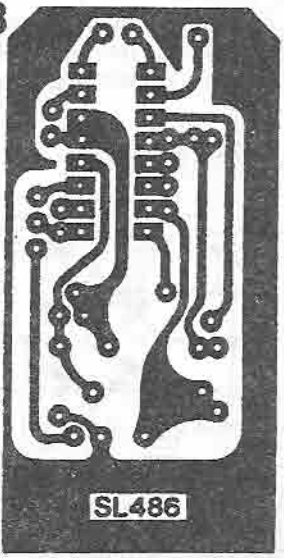


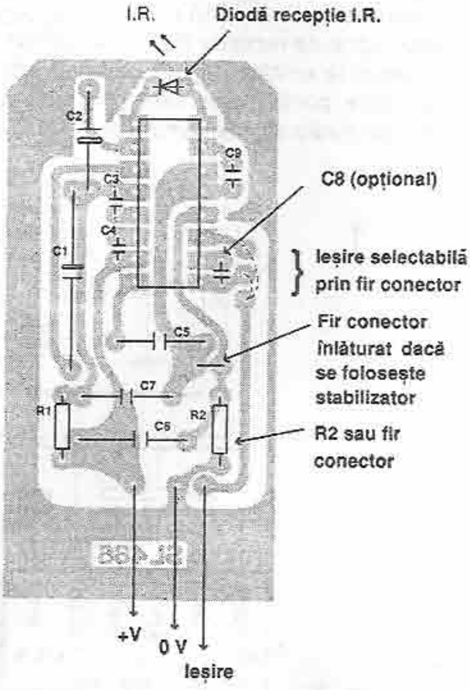
dependent de codul digital folosit de sistemul de telecomandă, care se situează între 30 mA și 100 mA. Liniile de alimentare pentru T1 și T2 trebuie păstrate cât mai scurte posibil.

Raza de acțiune a emițătorului din fig. 2 depinde în oarecare măsură de camera în care este utilizat, dar în condiții normale trebuie să fie în jur de 10 m. Frecvența semnalelor de ieșire poate fi cuprinsă între 5 kHz și 200 kHz. Se asigură o rejecție eficientă a zgomotului.

Trebuie acordată atenție evitării apariției reacției optice între receptor și emițător. Când acestea sunt folosite în camere diferite, nu vor exista, bineînțeles, probleme.

3

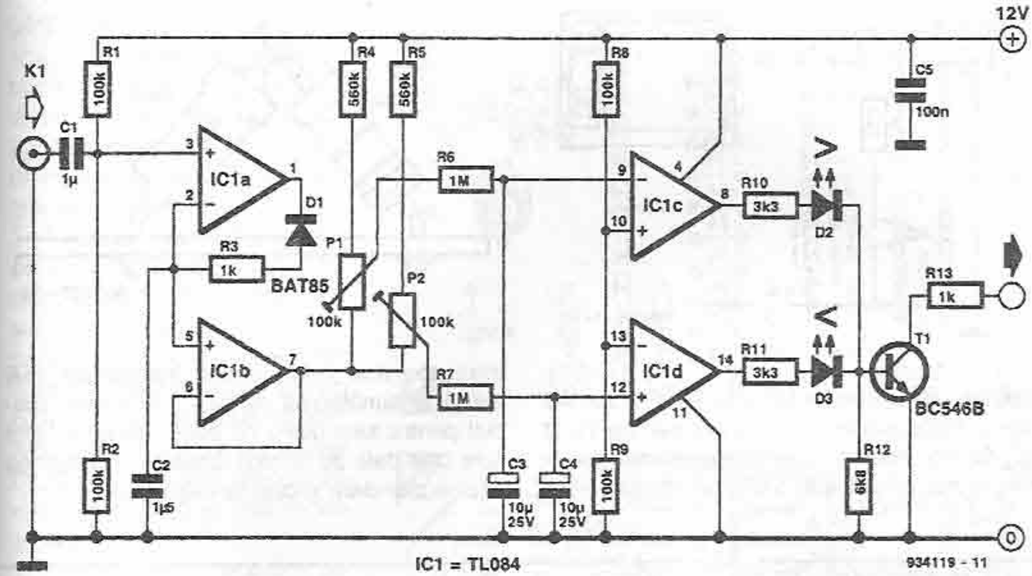




143 *Detectarea modificării conținutului imaginii*

Circuitul detectează o modificare în informația video și folosește aceasta pentru declanșarea alarmei într-un sistem de pază cu televiziune în circuit închis sau pentru pornirea unui videocasetofon.

Circuitul este utilizabil doar acolo unde se afișează mai mult timp aceeași imagine pe monitorul TV. Când se schimbă conținutul ima-



ginii, se modifică luminanța medie, fapt detectat de un comparator cu fereastră.

Condensatorul C1 împiedică pătrunderea oricărei componente de curent continuu în circuit. AO IC1a axează semnalul. În medie, potențialul pinului 3 al lui IC1a este întotdeauna egal cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare.

Tensiunea de pe C2 se preia prin etajul separator IC1b. Semnalul de la ieșirea acestui AO este aplicat comparatorului cu fereastră IC1c-IC1d, prin potențiometrele semireglabile P1 și P2.

Tensiunea de referință pentru comparator este menținută la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare (½Ub) de către R8-R9. Potențiometrul semireglabil P1 se reglează pentru a aduce potențialul cursorului său puțin peste ½Ub, iar P2 pentru ca potențialul cursorului său să devină puțin mai mic decât ½Ub. Potențialele cursoarelor lui P1 și P2 se aplică comparatorului prin circuite cu constante de timp relativ mari (> 10 s): R6-C3 și R7-C4. Cu cât este mai mică fereastra comparatorului, cu atât mai rapid se va schimba starea circuitului acționat.

Când crește nivelul semnalului de intrare, tensiunea pe C2 scade și vor scădea tensiunile pe P1 și P2. Când potențialul pinului 9 al lui IC1c scade sub ½Ub, ieșirea acestui etaj trece în starea „H". Această schimbare a stării, indicată prin aprinderea lui D2, va da un impuls de declanșare sau pornire de maxim 65 V, pentru un aparat extern, prin intermediul ieșirii cu colector în gol a lui T1. Rezistorul R13 servește ca limitator de curent.

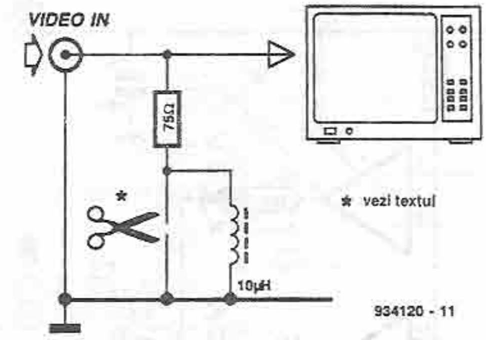
Când nivelul semnalului de intrare scade, comportarea circuitului este similară, dar în acest caz IC1d își schimbă starea, fapt indicat de aprinderea lui D3.

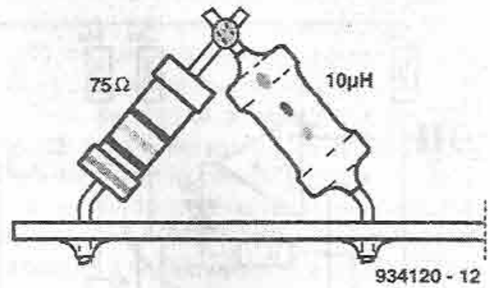
Atunci când nu există modificări ale valorii medii a semnalului de intrare, T1 rămâne blocat.

Circuitul absoarbe un curent de circa 12 mA.

144 *Îmbunătățire cu cost redus a calității imaginii*

Adeseori, semnalul video aplicat unui receptor TV prin conector SCART sau mufă AV apare cu definiție mai scăzută decât un semnal aplicat direct la borna de antenă. Se poate obține o îmbunătățire considerabilă prin conectarea unei bobine de circa 10 µH în serie cu



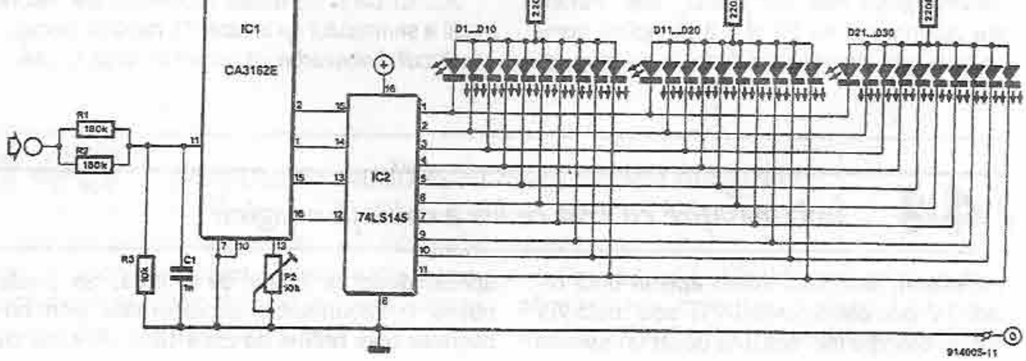


rezistorul de intrare de la mufa SCART sau AV (acest rezistor este, în mod normal, de 75 Ω sau 82 Ω). Bobina mărește impedanța de intrare la frecvențe înalte, astfel că acestea vor fi atenuate mai puțin decât frecvențele mai joase. Îmbunătățirea se remarcă în mod special pentru semnalele cu bandă limitată (cum sunt cele date de un videocasetofon): imaginea devine mai clară și culorile mai legate.

145 *Voltmetru digital cu LED-uri*

În cadrul acestui voltmetru digital, întrucâtva neobișnuit, tensiunea de măsurat este digitalizată într-un convertor analogic-digital (A / D) și apoi afișată pe trei cifre zecimale. Afișajul nu este de tipul uzual cu șapte segmente, ci constă din trei grupuri de câte zece LED-uri. Deși acest tip de afișaj pare curios, valoarea măsurată se poate citi fără probleme după o scurtă perioadă de familiarizare: chiar *variațiile* tensiunii pot fi interpretate cu ușurință. Rețineți că instrumentul nu poate fi folosit decât pentru măsurarea tensiunilor continue.

Convertorul A / D se bazează pe un CI CA3162, care poate prelucra tensiuni continue



până la 999 mV (1 V la capăt de scală). Domeniul de măsură se poate extinde la 10 V cu ajutorul divizorului de tensiune R1-R2-R3. Sunt posibile și alte domenii de măsură prin modificarea valorilor rezistoarelor.

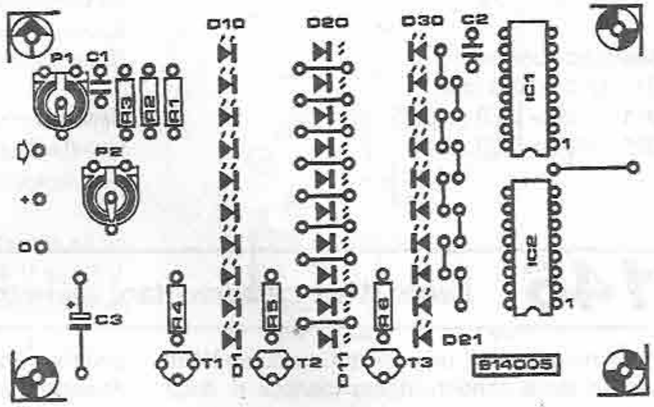
Valoarea măsurată se citește pe trei bare de LED-uri: prima dintre ele, D1 ÷ D10, indică unitățile: cea de-a doua, D11 ÷ D20, zecile; iar a treia, D21 ÷ D30, sutele. Circuitul se aduce la zero cu P1, cu intrarea lăsată „în aer". Aici, zero înseamnă că diodele D1, D11 și D21 sunt aprinse. Diodele D10, D20 și D30 reprezintă cifra 9.

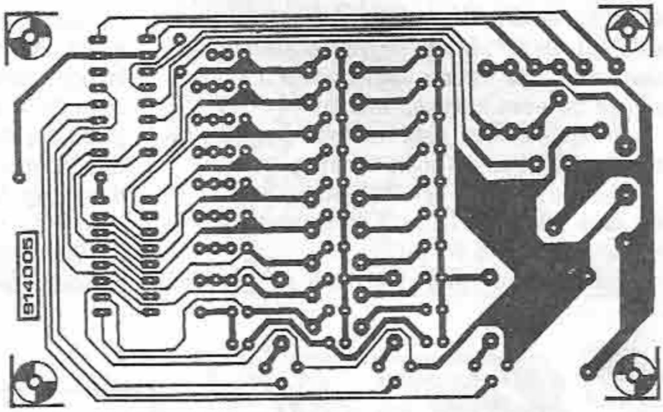
Apoi, aplicați o tensiune cunoscută la intrare și reglați P2 până când LED-urile indică valoarea corectă.

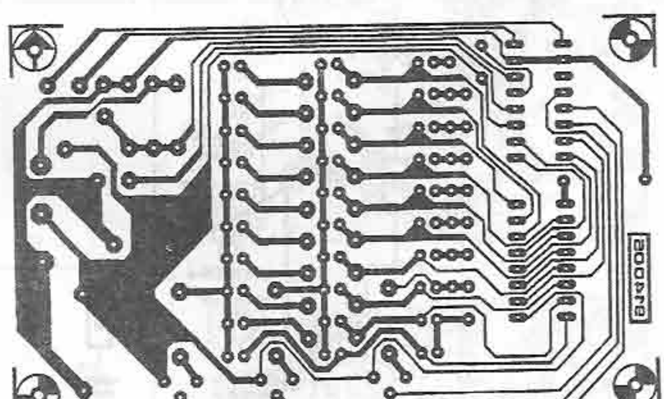
Unii ar putea găsi utilă folosirea de culori diferite pentru cele trei grupuri de LED-uri.

Când tensiunea de intrare este prea mare, afișajul se stinge. Când tensiunea de intrare este negativă, LED-urile „unităților" nu se aprind.

Rețineți că variațiile tensiunii de alimentare afectează rezultatul măsurărilor: este, deci, recomandabilă folosirea unei surse stabilizate, de exemplu o baterie PP3 de 9 V și un stabilizator de tip 7805. Întrucât numai trei LED-uri pot fi aprinse simultan, curentul absorbit de circuit nu depășește circa 30 mA.







Listă de componente

Rezaistoare:
R1, R2 = 180 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4, R5, R6 = 220 Ω
P1 = 50 kΩ, semireglabil
P2 = 10 kΩ, semireglabil

Condensatoare:
C1 = 1 nF
C2 = 330 nF

C3 = 10 µF / 10 V

Semiconductoare:
D1 ÷ D10 = LED roșu
D11 ÷ D20 = LED galben
D21 ÷ D30 = LED verde

Circuite integrate:
IC1 = CA3162E
IC2 = 74LS145

Diverse:
Casetă 70 x 125 x 48 mm

146 *Punte Wien cu alimentare asimetrică*

În mod normal, un oscilator cu punte Wien conține două condensatoare identice și două rezistoare (variabile) identice. În acest caz, spre exemplu, factorul de transfer al punții din fig. 1 este 1:3. Dacă, spre exemplu, se aplică o tensiune de 1 V pe intrarea neinversoare a AO, tensiunea de ieșire a amplificatorului va fi 3 V.

În multe cazuri, este necesar un factor de transfer mai mic. Cu notațiile din fig. 2,

$U_p / U_0 = 1 / (1 + R1 / R2 + C2 / C1)$,

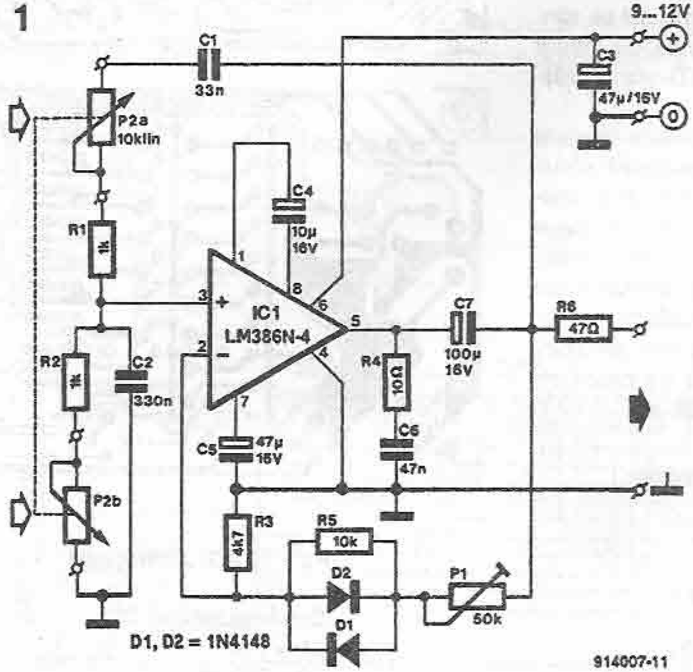
din care reiese că factorul se reduce dacă se măresc valorile lui R1 și C2.

Frecvența se schimbă dacă se modifică ambele condensatoare sau ambele rezistoare. Aceasta face posibilă modificarea frecvenței prin utilizarea a două potențiometre montate pe același ax în locul celor două rezistoare. Întrucât cele două rezistențe sunt atunci identice în orice moment, raportul U_p / U_0 va fi 1:12 când C2 = 10·C1. Pentru a se asigura o reacție pozitivă suficientă pentru pornirea oscilatorului, amplificarea AO trebuie să fie > 12. Cu valorile date în fig. 1, amplificarea este:

$\alpha = 1 + (R5 + P1) / R3 = 13{,}8$.

Stabilitatea tensiunii de ieșire se asigură în maniera tradițională, prin două diode în anti-

1

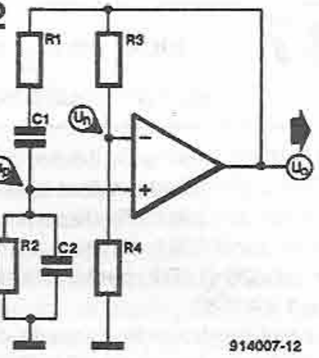


paralel conectate în bucla de reacție. Semireglabilul P1 se reglează astfel încât tensiunea sinusoidală de ieșire să nu sufere limitări datorită tensiunii de alimentare.

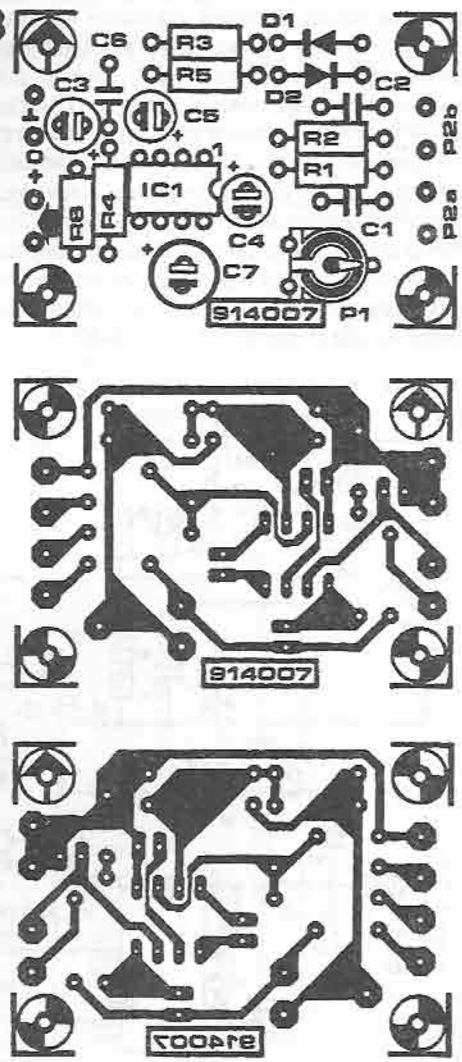
Frecvența semnalului de ieșire se poate regla între 150 Hz și 1500 Hz, cu P2; frecvențe mai mari se pot obține prin modificarea valorilor lui C1 și C2.

Tensiunea de alimentare, care trebuie să fie stabilizată, poate fi cuprinsă între 9 V și 12 V. Fără sarcină la ieșire, oscilatorul consumă un curent de circa 6 mA.

2



3



Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2 = 1 kΩ
R3 = 4,7 kΩ
R4 = 10 Ω
R5 = 10 kΩ
R6 = 47 Ω
P1 = 47 kΩ semireglabil
P2 = 2 x 10 kΩ, potențiometre liniare montate pe același ax

Condensatoare:
C1 = 33 nF
C2 = 330 nF
C3, C5 = 47 µF / 16 V cu terminale de implantare
C4 = 10 µF / 16 V cu terminale de implantare
C6 = 47 nF
C7 = 100 µF / 16 V cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4148

Circuite integrate:
IC1 = LM386N-4

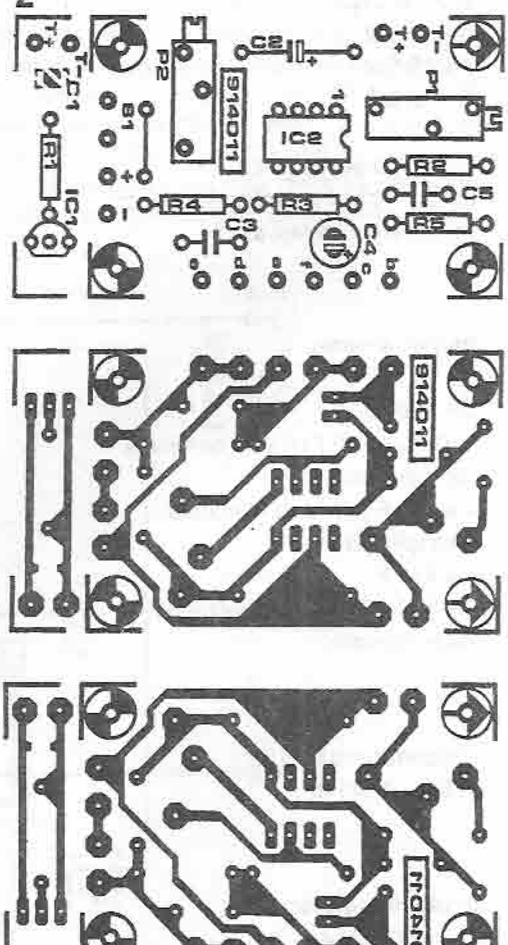
147 *Modul pentru măsurarea la distanță a temperaturii, pentru multimetre digitale*

CI LM334Z, produs de National Semiconductor, este o sursă de curent ajustabilă, dependentă de temperatură, disponibilă în capsulă de plastic TO-92. În fig. 1 s-a folosit un rezistor de 226 Ω, R1, pentru stabilirea unei pante de 1 μA / °K.

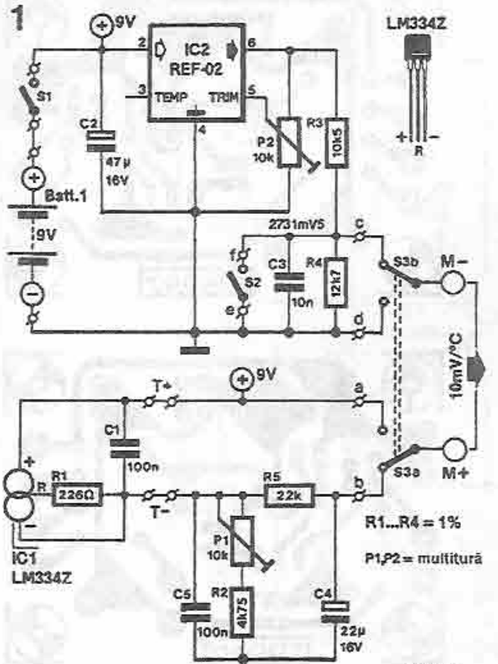
Senzorul pentru măsurarea la distanță a temperaturii este format din IC1, R1 și C1. Întrucât mărimea sa de ieșire este un curent dependent de temperatură, se poate folosi o legătură prin două conductoare între senzor și interfața MMD (multimetru digital). Soluția sursei de curent constant aplicată aici elimină problema căderilor de tensiune și a conductoarelor cu pierderi reduse, scumpe. De asemenea, căderea de tensiune pe un cablu relativ lung este dependentă de temperatură, fapt ce pretinde circuite destul de complexe de compensare. Dimpotrivă, când senzorul este o sursă de curent constant, lungimea și rezistența totală a conductoarelor dintre acesta și interfața dinspre MMD nu au nici un efect asupra semnalului de ieșire. Aceasta elimină un circuit de compensare, și permite montarea senzorului la o distanță destul de mare (până la 25 m) de MMD folosind conductoare ieftine.

Componentele P1 și R2 convertesc curentul furnizat de senzor într-o tensiune cu panta de 10 mV / °K. Condensatorul suprimă semnalele de înaltă frecvență care au putut fi captate de cablu.

2



1

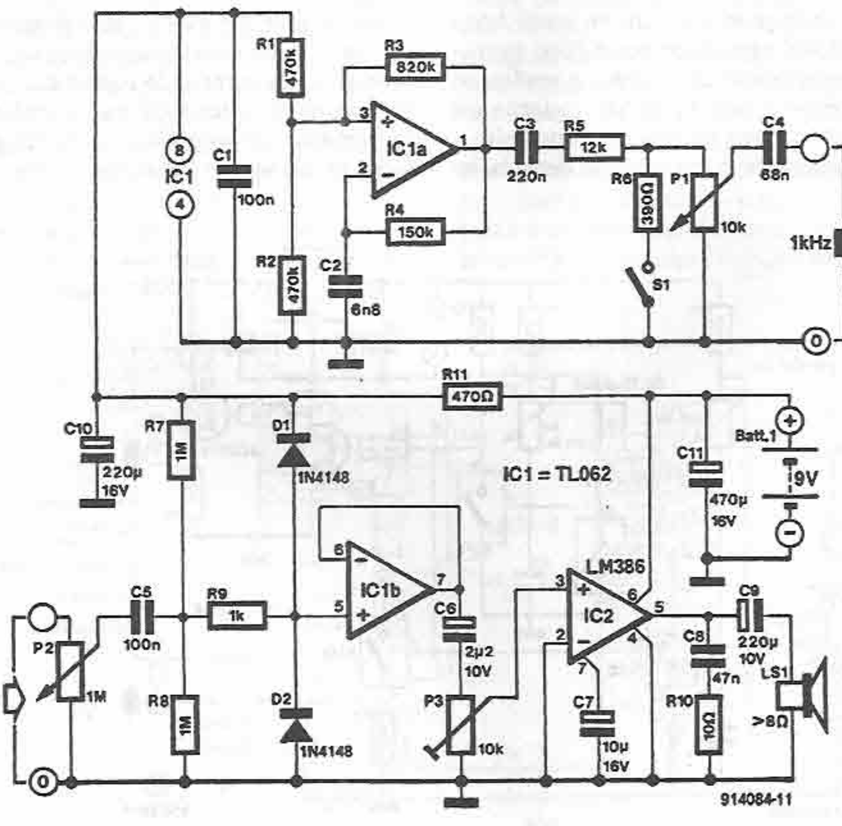


Pentru eliminarea problemelor legate de potențialul masei, sursa de curent trebuie alimentată de la o baterie de 9 V separată, așa cum se arată în schemă. Pentru a fi posibilă citirea direct în grade Celsius (°C), se folosește un regulator de tensiune ajustabil de mare stabilitate, de tip REF-02, produs de Precision Monolithics Inc., pentru a scădea o valoare fixă de 2731,5 mV din tensiunea de ieșire a convertorului. Aceasta se realizează prin „ridicarea" masei convertorului cu 2731,5 mV (tensiunea de ieșire a lui REF-02) atunci când S2 este deschis. Cu S2 închis, convertorul oferă o măsură a temperaturii în grade Kelvin.

Cuplarea sau decuplarea circuitului se face prin S1. Este posibilă o scurtă verificare a stării bateriei prin comutarea lui S3a în poziția „a" și a lui S3b în poziția „d". Înlocuiți bateria dacă MMD indică mai puțin de 7,1 V.

Calibrarea convertorului se face relativ simplu. Reglați întâi potențiometrul multitură până când rezultă o tensiune de 2731,5 mV la bornele lui S4 (cu S2 deschis). Reglați sensibilitatea cu temperatura (semireglabilul P1) prin compararea indicației MMD cu cea a unui termometru calibrat. Fixați domeniul de tensiune al MMD pe 2 V pentru citiri în grade Celsius (°C). O indicație de, să zicem, 0,217 V (pe un instrument cu 3 ½ digiți) va corespunde atunci unei temperaturi măsurate de 21,7°C. Reglat corect, senzorul de temperatură atinge o rezoluție de 0,1 grade Kelvin. În fine, curentul consumat este de circa 2 mA.

148 *Tester acustic*



Testerul, foarte util pentru testarea componentelor și circuitelor electronice, constă dintr-un oscilator care generează un semnal de test de 1 kHz și un detector care amplifică și detectează semnalul care este făcut apoi audibil cu un mic difuzor sau un buzer. Testerul absoarbe un curent redus, astfel încât poate fi alimentat dintr-o baterie de 9 V (tip PP3 sau 6F22).

Circuitul IC1a funcționează ca generator de undă dreptunghiulară cu frecvența determinată de constanta de timp R4-C2. Cu valorile propuse, frecvența este de circa 1 kHz și este puțin afectată de variațiile tensiunii de alimentare.

Semnalul oscilatorului se aplică circuitului de testat prin intermediul lui C3, R5, potențiometrul P1 și C4. Cu o alimentare de 9 V, tensiunea maximă pe cursorul lui P1 este de 3,5 V. Când S1 este închis, tensiunea la bornele de ieșire se reduce de paisprezece ori.

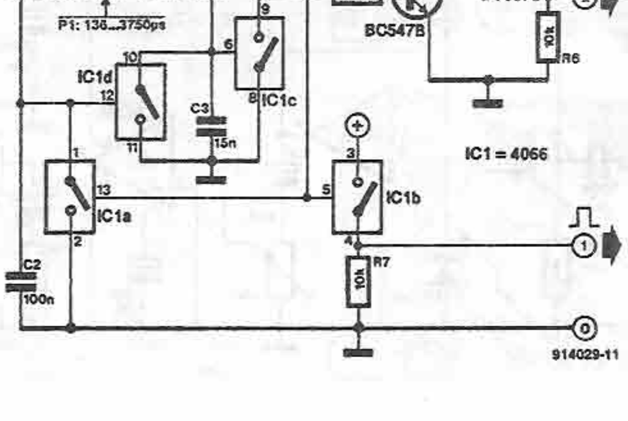
Semnalul de măsurat este adus la intrarea detectorului prin potențiometrul de control al sensibilității, P2. Circuitul este protejat împotriva tensiunilor prea ridicate prin R9, D1 și D2. După ce a fost trecut printr-un etaj tampon realizat cu IC1b, semnalul este aplicat până la un nivel care să permită comanda unui mic difuzor sau a unui buzer.

Prototipul a absorbit un curent de 7 mA în absența semnalului, care a crescut până la 200 mA în cazul unui semnal mare de intrare. Nivelul maxim de comandă pentru amplificatorul de putere, și prin urmare consumul maxim, este determinat de reglajul lui P3.

149 *Generator de impulsuri cu un singur 4066*

Figura arată modul în care se poate folosi circuitul ieftin și ușor de procurat 4066 (comutator analogic cuadruplu) pentru a realiza un generator de impulsuri cu durate reglabile ale stărilor „high" și „low" ale semnalului de ieșire.

Presupunând comutatorul IC1d deschis, intrarea de control a lui IC1c este în starea logică „H", deci acest comutator este închis. Rezultă niveluri „L" pe intrările de control ale lui IC1a și IC1b. Condensatorul C2 se încarcă prin potențiometrul semireglabil P1, iar C3 prin P2. Când tensiunea pe C2 atinge un anumit nivel,



IC1d se închide, astfel că tensiunea pe intrarea de control a lui IC1c este forțată în starea „L". Ieșirile circuitului, ① și ② devin atunci logic „H". ① are un salt de 5 V, în timp ce saltul pe ieșirea ② este aproximativ egal cu tensiunea de alimentare (max. 15 V).

Totodată, comutatorul IC1a se închide, descărcându-l astfel pe C2. Comutatorul IC1d se deschide, iar C3 se va încărca prin P2. Când tensiunea pe C3 atinge un anumit nivel, IC1c se închide, iar ieșirile circuitului trec în starea „L".

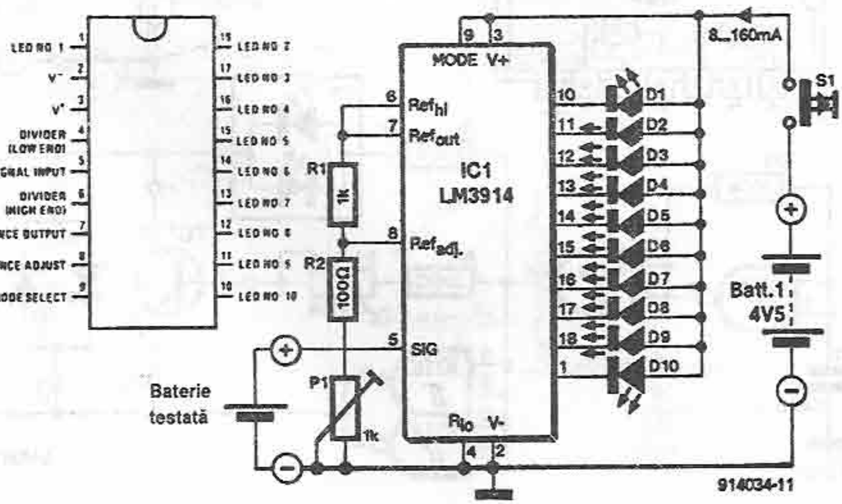
Duratele stărilor „L" și „H" ale semnalului de ieșire se reglează cu P1, respectiv P2. Cu valorile date în schemă, durata „L" se poate regla între 136 μs și 3,75 ms, iar durata „H" între 15 μs și 330 μs. Alte durate pentru cele două stări pot fi obținute prin modificarea lui C2 și C3.

Circuitul consumă un curent de circa 8 mA la o tensiune de alimentare de 10 V. De reținut că ieșirea ① produce o formă de undă imperfectă și permite o încărcare în curent redusă. Cealaltă ieșire, ②, este trecută printr-un tampon și poate fi utilizată în majoritatea aplicațiilor.

150 *Tester pentru baterii*

Cu circuitul prezentat în schemă se pot testa diverse tipuri de baterii uscate și reîncărcabile (cu o t.e.m. ≤ 2,7 V). Acesta se bazează pe binecunoscutul CI pentru comanda afișajelor cu LED-uri, LM3914, produs de National Semiconductor. Circuitul compară t.e.m. a bateriei cu o tensiune de referință obținută de la o sursă internă. Tensiunea de referință (pinul 8) se poate fixa între 1,5 V și 2,7 V, cu R1-R2-P1. Potențialul pinului 8 constituie tensiunea de cap scală a șirului de LED-uri. Aceasta înseamnă că, dacă tensiunea este de 1,5 V, fiecare LED va simboliza o tensiune de 150 mV. Se recomandă fixarea tensiunii de referință la 1,5 V pentru baterii NiCd, și la 2,0 V pentru baterii uscate. Rezistorul R1 stabilește un curent de 12,5 mA pentru fiecare LED.

Este bine să se facă testarea bateriilor uscate în sarcină, întrucât tensiunea la borne depinde de capacitatea reziduală. Și, desigur, t.e.m. a unei baterii chiar consumate este încă apropiată de valoarea sa specificată. Bateriile reîncărcabile își mențin t.e.m. specificată până când devin virtualmente descărcate, situație în care tensiunea scade rapid. Nu este, deci, de mare folos testarea capacității reziduale a acestor baterii pe baza tensiunii lor electromotoare: testul s-ar limita la indicarea stării „complet încărcată" sau „(aproape) complet descărcată".



151 *Tester pentru semiconductoare*

Testerul poate fi folosit pentru a testa practic orice dispozitiv semiconductor, de la diode de comutație până la tranzistoare de putere. În plus, oferă o indicație aproximativă a amplificării tranzistoarelor bipolare și, într-un caz mai general, poate fi de real folos în selectarea dispozitivelor funcționale, scurtcircuitate sau întrerupte, dintr-un lot de componente semiconductoare.

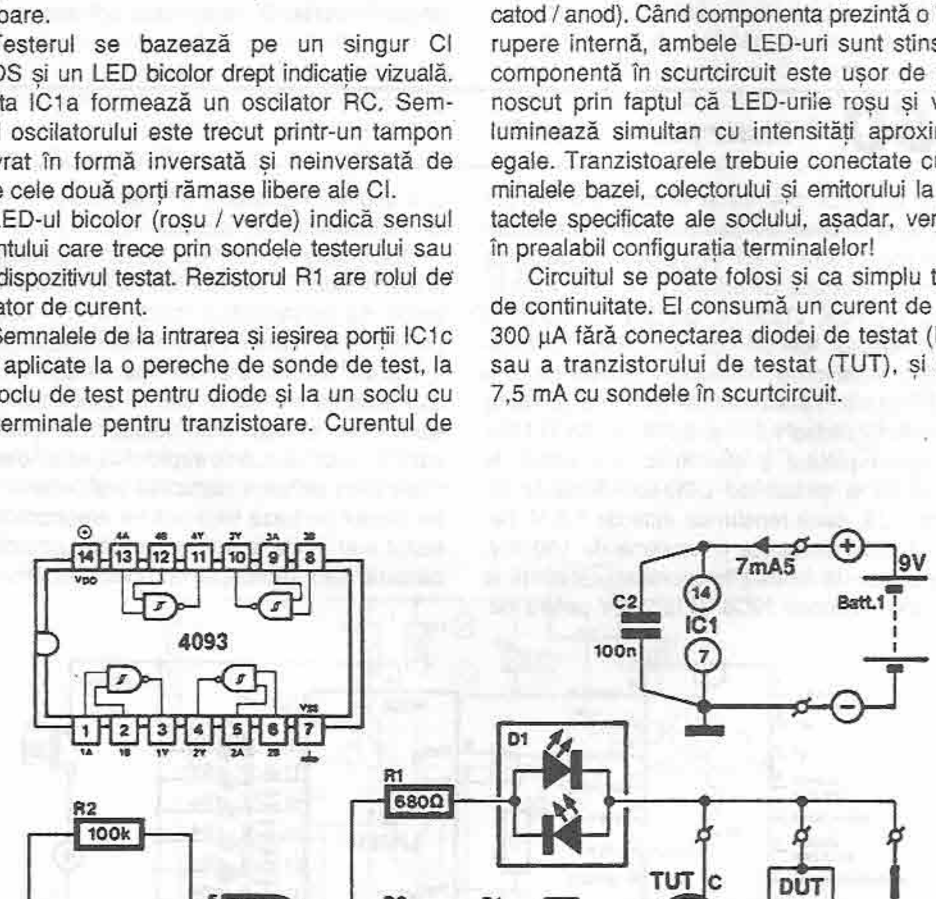
Testerul se bazează pe un singur CI CMOS și un LED bicolor drept indicație vizuală. Poarta IC1a formează un oscilator RC. Semnalul oscilatorului este trecut printr-un tampon și livrat în formă inversată și neinversată de către cele două porți rămase libere ale CI.

LED-ul bicolor (roșu / verde) indică sensul curentului care trece prin sondele testerului sau prin dispozitivul testat. Rezistorul R1 are rolul de limitator de curent.

Semnalele de la intrarea și ieșirea porții IC1c sunt aplicate la o pereche de sonde de test, la un soclu de test pentru diode și la un soclu cu trei terminale pentru tranzistoare. Curentul de bază al tranzistorului testat (TUT) poate fi reglat cu potențiometrul semireglabil P1. Potențiometrul se poate calibra cu ajutorul unui tranzistor cunoscut, funcțional, pentru a se obține o scală aproximativă de amplificări.

Când un dispozitiv semiconductor este funcțional, se aprinde un singur LED. Culoarea LED-ului indică atunci polaritatea (pnp / npn sau catod / anod). Când componenta prezintă o întrerupere internă, ambele LED-uri sunt stinse. O componentă în scurtcircuit este ușor de recunoscut prin faptul că LED-urile roșu și verde luminează simultan cu intensități aproximativ egale. Tranzistoarele trebuie conectate cu terminalele bazei, colectorului și emitorului la contactele specificate ale soclului, așadar, verificați în prealabil configurația terminalelor!

Circuitul se poate folosi și ca simplu tester de continuitate. El consumă un curent de circa 300 μA fără conectarea diodei de testat (DUT) sau a tranzistorului de testat (TUT), și circa 7,5 mA cu sondele în scurtcircuit.



152 Generator în dinte de ferăstrău declanșat

Generatorul de semnal în dinte de ferăstrău prezentat în schemă poate fi folosit la un osciloscop. Este liniar, redeclanșabil și se declanșează automat în absența unui semnal de declanșare.

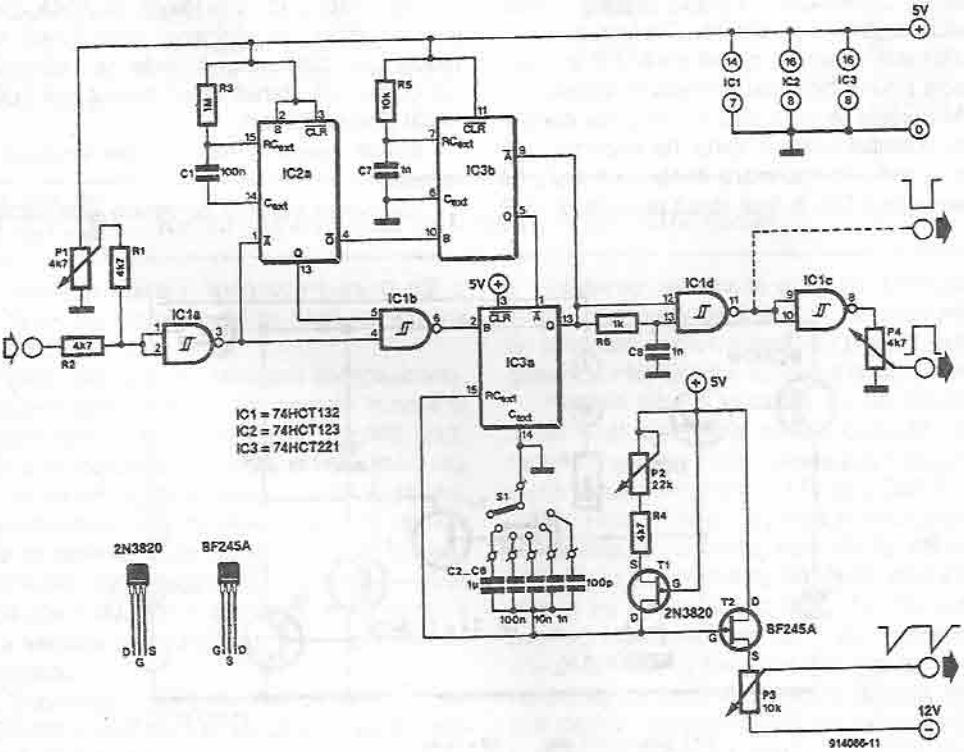
Când i se aplică la intrare un impuls pozitiv, monostabilul IC3a generează un semnal în dinte de ferăstrău care, datorită rețelei „standard" RC, nu este liniar. Dacă, însă, rezistorul acestei rețele se înlocuiește cu o sursă de curent, constând aici din T1, R4, P2, se obține liniaritatea. Perioada semnalului în dinte de ferăstrău depinde de poziția lui S1 și de reglajul lui P2.

Semnalul în dinte de ferăstrău este trecut prin etajul separator T2 pentru a-i evita degradarea parametrilor. Nivelul de tensiune pe poarta lui T2 este între 0 și 3,5 V, în timp ce nivelul în sursă este ceva mai scăzut. Semnalul dreptunghiular de la ieșirea Q a lui IC3a este utilizat pentru stingerea fasciculului de electroni pe durata cursei inverse.

Semnalul de declanșare este dat de triggerul Schmitt IC1a, care are dezavantajul minor că semnalul de intrare trebuie să fie minim 1 V_{ef}. Semireglabilul P1 asigură compensarea nivelului continuu de intrare. Se recomandă unele experimentări practice pentru stabilirea valorilor lui R1 și R2, întrucât aceste rezistoare determină nivelul de lucru al lui P1.

Atâta timp cât se aplică la intrare semnale de declanșare, IC3a generează semnalele în dinte de ferăstrău. Întrucât IC2a primește aceleași semnale de declanșare, el este declanșat continuu. Există însă o diferență fundamentală între cele două circuite: 74HCT123 este redeclanșabil, pe câtă vreme 74HCT221 nu este; el se poate declanșa numai după închiderea perioadei curente; toate impulsurile intermediare de declanșare sunt ignorate.

În practică, ieșirea Q a lui IC2a este în starea



„H" atâta timp cât se aplică pe intrare impulsuri de declanșare. Când aceste impulsuri încetează, ieșirea Q trece în starea „L", ducând la declanșarea lui IC3b prin intermediul ieșirii Q. După scurgerea perioadei monostabilului, IC3b comandă declanșarea lui IC3a, iar acesta, la rândul său, declanșează din nou monostabilul IC3b astfel încât, chiar în absența semnalelor de declanșare la intrare, generatorul în dinte de ferăstrău continuă să lucreze.

Cursa inversă este suprimată de IC3a; rețeaua R6-C8 produce o mică întârziere pentru a asigura stingerea cursei inverse la momentul potrivit. Întrucât aceste componente au valori fixe, este posibil ca, la frecvențe foarte joase, o mică porțiune din cursa inversă să nu fie eliminată. Acest lucru se poate evita prin comutarea mai multor capacități pentru C8, cu ajutorul unei a doua secțiuni a comutatorului S1.

Domeniul de lucru al generatorului se poate diviza corespunzător prin adăugarea de capacități pentru selectarea bazei de timp în raportul 1:2:5; condensatoarele din schemă, C2 ÷ C6, au raportul 1:10. Cu valorile date, perioada semnalului în dinte de ferăstrău se poate regla între 1 µs și 6 µs; nu pot fi obținute perioade mai mici de 1 µs.

Circuitul descris consumă un curent de circa 7,5 mA la o alimentare de 5 V. Tensiunea negativă de alimentare nu este critică, și poate fi cuprinsă între 5 V și 12 V.

153 *Sondă de test de uz general*

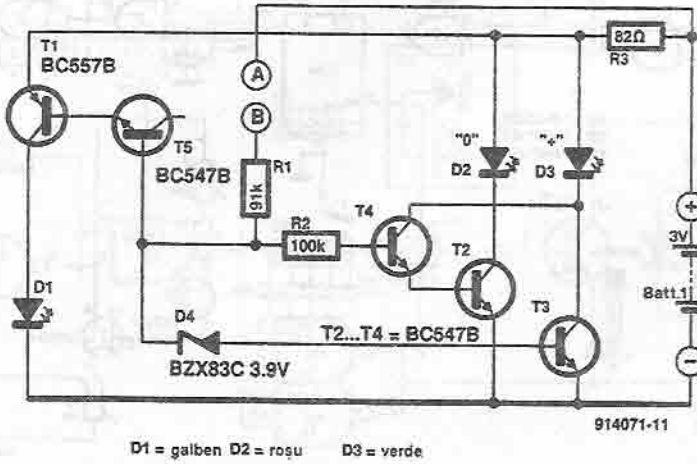
Sonda de test compactă este realizată cu cinci tranzistoare, trei LED-uri, o diodă Zener și trei rezistoare. Permite „măsurarea" rapidă a nivelurilor de tensiune pe porțile digitale, a siguranțelor, diodelor, bateriilor etc. Desigur, nu furnizează valori absolute, ci mai curând o indicație corectă privind buna sau proasta funcționare.

Măsurările se fac la pinii A și B. Dacă diferența de potențial dintre A (pinul de referință) și B este cu ≤ 1,4 V mai mare decât potențialul lui A, luminează D3. În fine, dacă potențialul lui B este 1,9 ÷ 2,0 V, se aprinde D2. Dacă potențialul lui B este ≥ 11 V în raport cu acela al lui A, va lumina D1.

Tranzistorul T5 este folosit ca diodă Zener, care contribuie la obținerea unui curent total redus (întrucât tranzistoarele se „străpung" într-o manieră stabilă la un curent mai scăzut decât diodele Zener).

Sonda permite măsurări de tensiuni alternative.

Tensiunea maximă de intrare este puternic



D1 = galben D2 = roșu D3 = verde

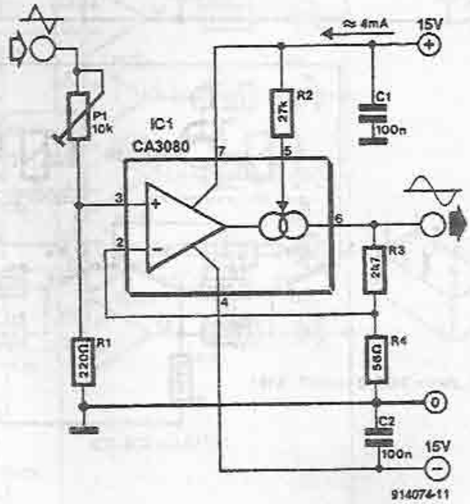
dependentă de disipația admisă pentru R1. De exemplu, dacă acest rezistor are puterea nominală de 0,5 W, tensiunea de intrare poate atinge 200 V_{ef}.

Curentul consumat de circuit depinde de numărul LED-urilor aprinse; nu depășește 10 mA la o tensiune de alimentare de 3 V. Curentul de repaus al circuitului este atât de mic (5 µA) încât nu este necesar un comutator pentru decuplarea alimentării.

154 *Convertor de undă sinusoidală*

Convertorul, bazat pe un amplificator operațional transconductanță (OTA) de tip CA3080, convertește o tensiune triunghiulară într-una sinusoidală cu distorsiuni foarte mici. Un OTA este un dispozitiv a cărui amplificare poate fi modificată prin intermediul unui curent de control.

Circuitul necesită o tensiune de alimentare perfect simetrică, stabilă, deoarece curentul de control se preia direct din aceasta, prin rezistorul R2. Necesită, de asemenea, o tensiune triunghiulară simetrică, la un nivel de 350 mVvv, pe pinul 3 al lui IC1. În aceste condiții, la ieșire se obține o tensiune sinusoidală cu un nivel de 2,85 V_{ef}. Dacă circuitul este realizat îngrijit și P1 reglat corect, distorsiunile nu depășesc 1,2%. Această valoare se deteriorează rapid dacă tensiunea de alimentare nu este stabilă sau perfect simetrică.



155 *Rețea logaritmică în trepte comandată binar*

Rețeaua oferă o atenuare între 0 dB și 78,75 dB, selectabilă în 64 de trepte cu ajutorul unui cod de 6 biți.

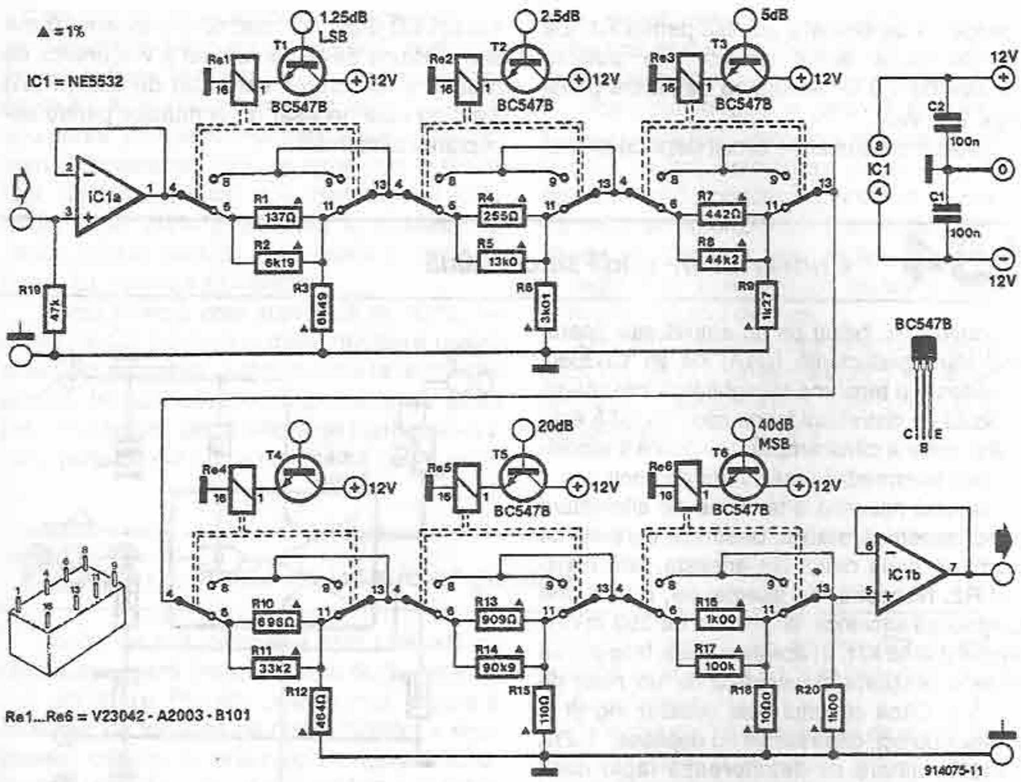
Șase secțiuni de atenuare independente, comutate prin relee, pot fi conectate în serie în conformitate cu codul de intrare. Întrucât secțiunile au impedanțele de intrare identice, de 1 kΩ, ele nu se influențează reciproc și pot fi, așadar, interschimbate fără probleme. Singura condiție este ca rețeaua să fie terminată corect, în cazul acesta prin R20. Rezistența caracteristică relativ mică, de 1 kΩ, a fost aleasă pentru a menține la o valoare constantă zgomotul generat de atenuator.

Separarea atenuatorului se face cu un NE5532, circuit care lucrează lejer cu o impedanță de intrare de 1 kΩ.

Folosirea releelor în diferitele secțiuni elimină problemele de liniaritate ale elementelor de comutare. În plus, releele fac posibilă izolarea galvanică între circuitul de control și atenuator.

Releele sunt comandate de un tranzistor, astfel încât intrările de control necesită putere redusă: în acest mod, releele pot fi acționate cu un simplu circuit logic (TTL sau CMOS).

Raportul semnal / zgomot al atenuatorului, cu valorile din schemă, este de 92 dB (chiar 107 dB, cu ponderare tip A), dacă semnalul de intrare nu este mai mic de 1 V_{ef}. Tensiunea maximă de intrare este de 7 V_{ef}. Distorsiunile armonice totale la frecvențe mai mici de 20 kHz nu depășesc 0,003%. Curentul absorbit de circuit depinde în primul rând de relee: în cazul prototipului era de 120 mA.



156 *VU-metru cu LED-uri*

Cu toate că au apărut pe piață câteva CI care fac de-a dreptul banală construirea unui VU-metru cu LED-uri, există încă, fără îndoială, interesul pentru realizarea unui astfel de VU-metru cu componente discrete.

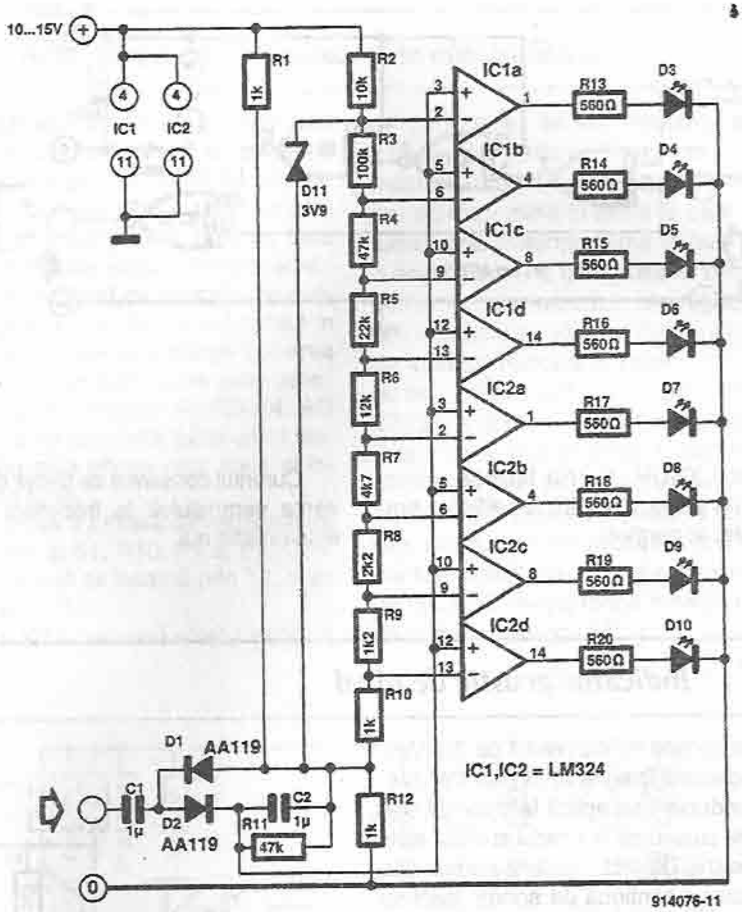
Instrumentul prezentat în schemă are la bază opt AO conținute în două cipuri LM324, care funcționează ca și comparatoare.

Intrarea inversoare a fiecăruia dintre AO primește o tensiune de referință furnizată de divizorul de tensiune R3 ÷ R10. Valorile acestor rezistoare au fost alese pentru a se obține pasul de 5 dB între două rezistoare alăturate. Rezistoarele R1 și R12 fac ca tensiunea de referință să fie mai mare decât jumătate din tensiunea de alimentare.

Intrarea neinversoare a fiecărui AO primește semnalul de intrare redresat (D1 și D2) și suprapus peste jumătatea tensiunii de alimentare.

Când nivelul tensiunii de pe intrarea pozitivă a unui AO depășește nivelul intrării inversoare, ieșirea AO trece în starea „H" și se aprinde LED-ul asociat acestuia. Cu cât este mai mare semnalul de intrare, cu atât se vor aprinde mai multe LED-uri. Dacă D3 și D4 sunt roșii, circuitul poate fi utilizat ca simplu indicator de vârf, indicând depășirea unui anumit nivel de către semnalul de intrare.

Alimentarea poate fi cuprinsă între 10 V și 15 V. Curentul absorbit depinde puternic de numărul de LED-uri aprinse; nu depășește 160 mA la 15 V, sau 110 mA la 10 V.

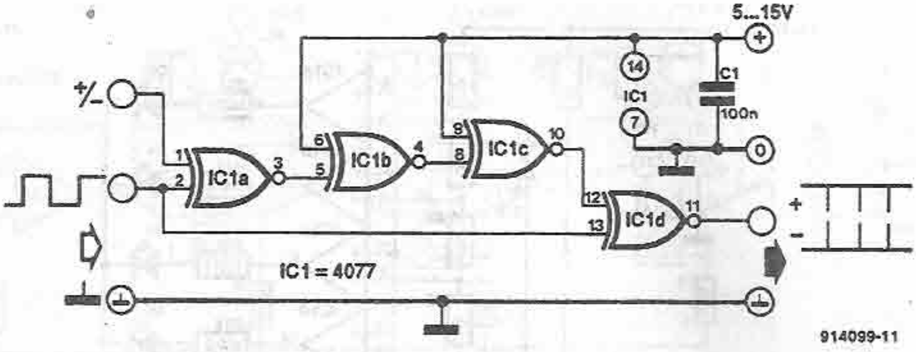


157 *Formator de impulsuri*

Schema arată cum pot fi folosite cele patru porți conținute într-un 4077 pentru construirea unui circuit care dublează frecvența semnalului ce i se aplică la intrare. Cu alte cuvinte, acesta va genera câte un impuls pentru fiecare front al semnalului de intrare; lățimea impulsurilor este determinată de întârzierile interne ale porților IC1a ÷ IC1c. În acest scop, semnalul original de la pinul 13 este comparat cu semnalul original de pe pinul 12. Datorită funcției XNOR (SAU-exclusiv negat) a lui IC1d, orice diferență de nivel dintre acestea este transpusă într-o schimbare de stare la ieșirea lui IC1d.

Starea de repaus a ieșirii de pe pinul 11 se fixează prin conectarea intrării + / – a lui IC1a la masă sau la bara de alimentare pozitivă. Prin legare la masă, IC1d generează un nivel „0" urmat de impulsuri pozitive la fiecare front al semnalului de intrare. Prin legare la linia pozitivă de alimentare, IC1d livrează pe ieșire un nivel „1" urmat de impulsuri negative pentru fiecare din fronturile semnalului de intrare.

În locul unui 4077 se poate folosi un 4030 sau un 4070, cu toate că acestea au porți XOR



în locul porților XNOR. Numai lățimea impulsurilor va diferi puțin, datorită modificării timpilor de transfer ai porților.

Curentul consumat de circuit depinde de frecvența semnalului: la frecvențe joase, acesta este practic nul.

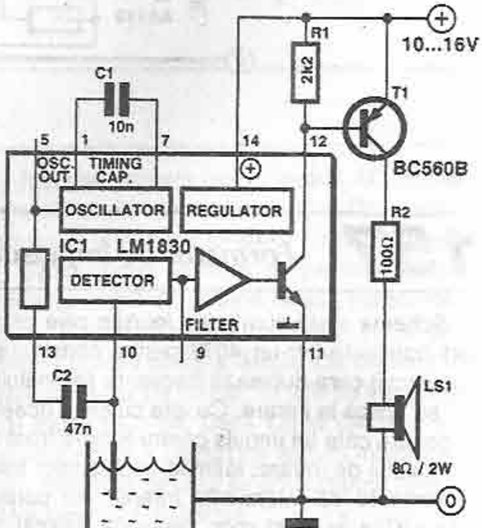
158 *Indicator acustic de nivel*

Un semnal de 600 Hz cu nivelul de 2,4 Vvv, generat de oscilatorul integrat în CI LM1830 (National Semiconductor) se aplică la o sondă prin C2. Sonda este cufundată în lichidul al cărui nivel se supraveghează. Datorită condensatorului C2, nu există tensiune continuă pe sondă, deci nu vor apărea probleme legate de electroliză.

Cât timp sonda nu se află în contact cu lichidul (conductor), nivelul semnalului la intrarea detectorului este egal cu cel al semnalului dat de oscilator. Când lichidul atinge sonda, intrarea detectorului este conectată la masă (aproximativ). Aceasta determină scăderea nivelului la pinul 10. Când acesta scade cu mai mult de 0,6 V sub nivelul semnalului oscilatorului, detectorul comută tranzistorul intern de ieșire în ritmul frecvenței oscilatorului, întrucât aceasta nu este rejectată de către detector.

Semnalul rezultat la pinul 12 este folosit pentru comanda unui etaj simplu de ieșire, T1, care acționează un difuzor miniatură, LS1.

Alimentarea se poate face de la o baterie PP3 de 9 V. La funcționarea în repaus, curentul absorbit este de 3 mA; când se emite semnalul sonor de alarmă, curentul crește la circa 80 mA.



159 Măsurarea condensatoarelor electrolitice

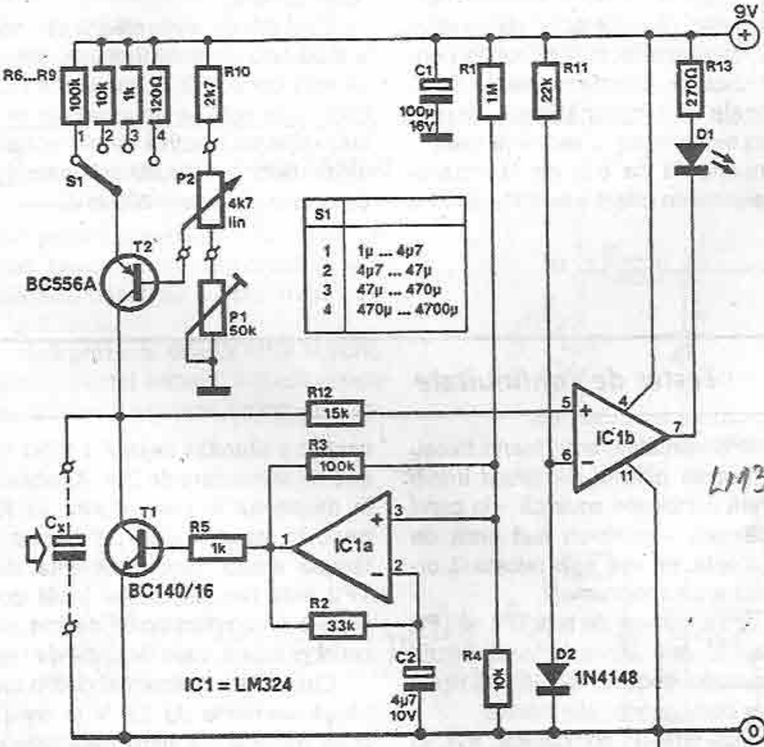
Majoritatea capacimetrelor nu au facilitatea de măsurare a condensatoarelor electrolitice mari. Circuitul descris aici face posibilă măsurarea cu o oarecare precizie a unor astfel de condensatoare, în ciuda toleranțelor mari pe care le prezintă în mod normal aceste componente.

AO IC1a este conectat ca astabil. Condensatorul C2 se încarcă prin R2; în momentul în care tensiunea la bornele sale atinge valoarea tensiunii intrării neinversoare, care este determinat de divizorul de tensiune R1-R3-R4, AO basculează iar C2 se descarcă până când tensiunea la bornele sale atinge noul nivel al intrării pozitive a lui IC1a.

Circuitul de măsură constă din rezistoarele comutate R6 ÷ R9, și S1, R10, P1 și P2. Condensatorul de măsurat se încarcă prin T2, și se descarcă rapid prin T1.

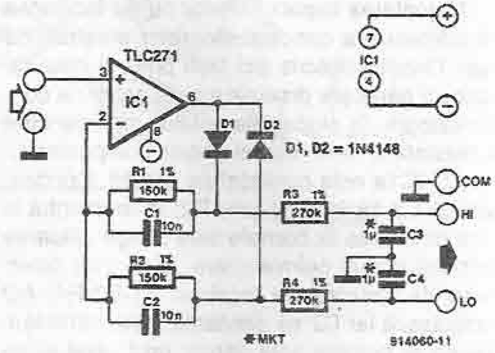
Comparatorul IC1b compară nivelul (0,65 V) de pe intrarea sa neinversoare cu cel de pe intrarea inversoare. Când condensatorul de măsurat este conectat la bornele de intrare, P2 se reglează până la limita la care LED-ul abia luminează. Potențiometrul trebuie prevăzut cu o scară pentru a face posibilă citirea directă a valorii condensatorului electrolitic. Scara se poate calibra cu ajutorul câte unui condensator de valoare cunoscută pentru fiecare domeniu de măsură (1 ÷ 4,7 μF; 4,7 μF ÷ 47 μF; 47 μF ÷ 470 μF; 470 μF ÷ 4700 μF). În principiu, aceasta este liniară, dar ar putea fi necesară crearea empirică a unei scări pentru domeniul 1.

Pentru asigurarea preciziei maxime posibile, se recomandă folosirea unei surse de alimentare stabilizate. Circuitul consumă un curent de circa 20 mA (aproape întregul consum este de fapt curentul prin LED).



160 *Redresor de precizie pentru voltmetre digitale*

Acest circuit simplu, bazat pe un singur AO în configurație neinversoare, este un redresor de precizie gândit ca extensie pentru voltmetre digitale. Circuitul se poate conecta la un divizor cu impedanță mare fără a necesita un etaj tampon suplimentar care ar crește prețul și, mai important, consumul de curent. Un alt avantaj al circuitului e faptul că precizia nu este afectată de tensiunea de offset a amplificatorului operațional. Ieșirea redresorului este diferențială, pentru a permite conectarea direct la intrările IN-LO și IN-HI ale CI cu funcții de voltmetru digital, cum sunt binecunoscutul 7106 și tipurile similare.



Circuitul IC1 este un amplificator operațional de tip low-input CMOS lucrând în mod diferențial. TLC271, utilizat aici, realizează un răspuns bun la frecvențe mari, cu un consum redus de curent, de circa 1 mA. Pentru toate situațiile practice, câștigul amplificatorului operațional este 2R1 / R2, unde R1 = R3 și R2 = R4. Cu valorile din schemă, câștigul este aproximativ egal cu 1,1107, care este factorul de formă pentru semnale sinusoidale. Condensatoarele C1 și C2 sunt opționale. Ele îmbunătățesc răspunsul și stabilitatea redresorului la frecvențe mari.

Orice componentă de c.c. de la intrare, precum și tensiunea de offset a lui IC1, apar ca tensiuni de mod comun pe C3 și C4 și sunt, așadar, rejectate. Răspunsul la joasă frecvență al redresorului este determinat de constanta de timp R3C3 (sau R4C4). Cu valorile date în schemă, banda de frecvență pentru o precizie de 1% se întinde de la 25 Hz la aproximativ 20 kHz.

Circuitul se alimentează din bateria de 9 V a modulului voltmetru digital. Masa redresorului este conectată la terminalul COM al modulului, care este la un potențial de circa 2,8 V sub valoarea pozitivă de alimentare. Voltmetrul digital trebuie comutat pe domeniul tensiunilor de intrare de maxim 200 mV.

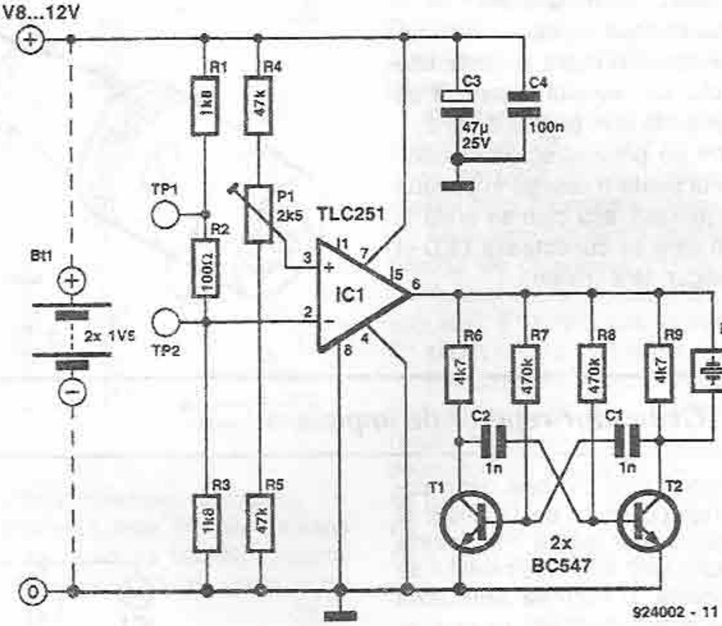
161 *Tester de continuitate*

Un tester de continuitate este foarte folositor pentru verificarea plăcilor de circuit imprimat. Acesta oferă o indicație acustică – în cazul existenței conexiunii – printr-un țiuit emis de buzer; în felul acesta, nu mai este necesară urmărirea continuă a unui instrument.

Tensiunea dintre bornele de test TP1 și TP2 este de numai 80 mV. Aceasta este insuficientă pentru testarea diodelor, dar elimină riscul deteriorării unor componente electronice.

Montajul constă dintr-un comparator, IC1, și un astabil compus din T1 și T2, a cărui frecvență se situează în jurul a 1250 Hz la o tensiune de alimentare de 3 V. Astabilul este activat în momentul în care ieșirea lui IC1 (pinul 6) trece în starea logică „H". Acest lucru se întâmplă atunci când rezistența dintre TP1 și TP2 este redusă, astfel încât potențialul pinului 2 al comparatorului devine mai mic decât cel al pinului 3, care depinde de reglajul lui P1.

Circuitul este alimentat dintr-o baterie de 3 V (două elemente de 1,5 V în serie), dar tensiunea maximă de alimentare este de 12 V. La această tensiune ridicată, frecvența sunetului



emis de buzer ar putea deveni prea înaltă; în acest caz, trebuie mărite valorile lui C1 și C2.

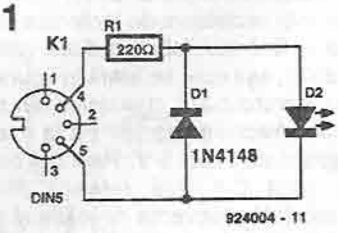
Dacă se folosește un CI de tip TLC271C în locul unui TLC251, pentru IC1, tensiunea de alimentare nu poate coborî sub 3 V. La 3 V, circuitul consumă circa 1,4 mA.

162 *Tester (de cablu) MIDI*

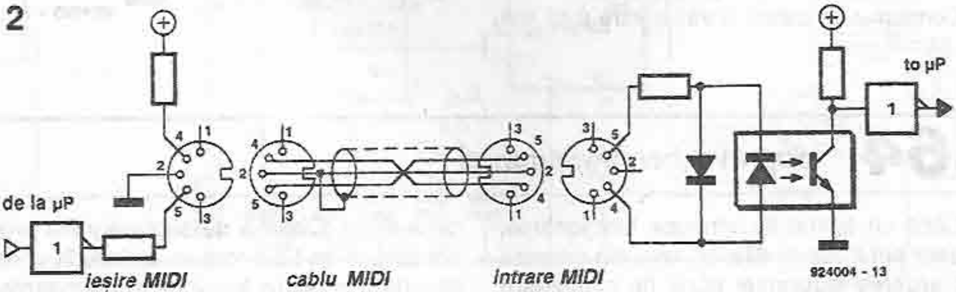
Un tester pentru conexiuni MIDI este un ajutor prețios pentru mulți constructori. Cel prezentat aici este destul de simplu, după cum se vede în fig. 1.

LED-ul indică prezența datelor MIDI în punctul în care este conectat testerul. Întrucât aceste date constau din impulsuri foarte scurte, este ne-

1



2

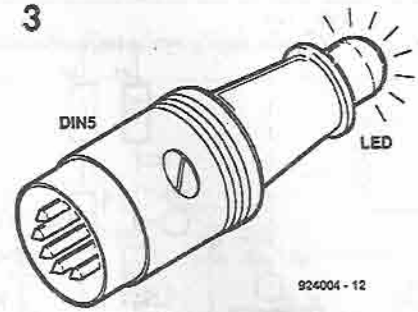


cesară folosirea unui LED de înaltă eficiență.

Pentru testarea ambelor capete ale cablului, testerul trebuie construit în dublă variantă: una terminată cu mufă, iar cealaltă terminată cu jack. O schemă posibilă este arătată în fig. 2.

Conectorii ar fi de preferat să fie metalici, de tip DIN. LED-ul poate fi montat în capătul tubului flexibil al jackului, așa cum se arată în fig. 3. Firele prin care se conectează LED-ul trebuie să fie, desigur, bine izolate.

3



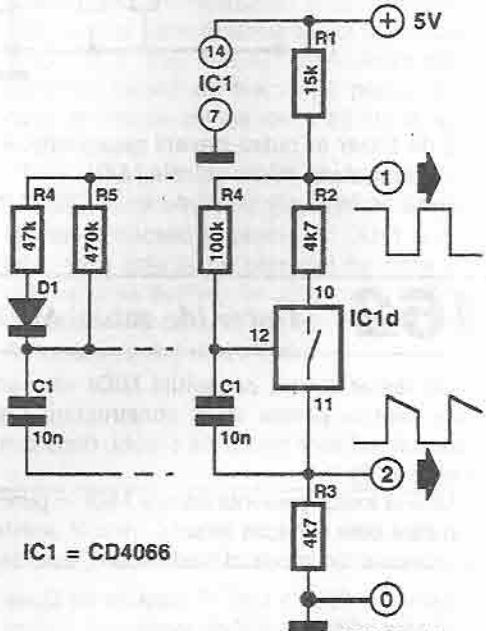
163 *Generator-repetor de impulsuri*

Circuitul utilizează unul din cele patru comutatoare bilaterale conținute de CD4066, și este un fel de multivibrator astabil. Principalele limitări ale circuitului sunt forma semnalului de ieșire, relativ modestă, și excursia semnalului de ieșire, care nu este compatibilă cu semnalele digitale. Aceste dezavantaje sunt ușor de eliminat, totuși, prin folosirea unui buffer la ieșire. La închiderea comutatorului, curentul prin rezistoarele înseriate produce o tensiune pe R3, care ridică nivelul tensiunii de pe intrarea de comandă cu aproximativ 1 V. De asemenea, R1 reduce tensiunea aplicată lui R4 la un nivel situat sub valoarea tensiunii de deschidere a comutatorului.

Raportul duratelor on / off (factorul de utilizare) al semnalului de ieșire se poate modifica prin utilizarea unor rezistoare de încărcare legate în paralel, unul fiind înseriat cu o diodă (preferabil, cu germaniu), așa cum se arată în figură.

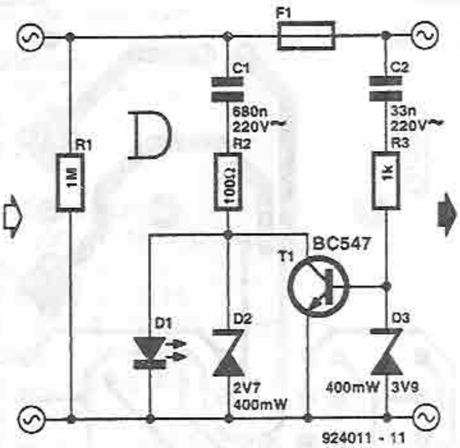
În cazul prototipului, cu valorile din schemă s-a obținut o frecvență de 957 Hz la o tensiune de alimentare de exact 5 V. Raportul on / off a fost de circa 0,4 fără rețeaua R-D. Cu rețeaua montată, frecvența de ieșire și raportul on / off au fost: 317 Hz, respectiv 0,06.

Consumul de curent a variat între 0,12 mA și 0,39 mA.



164 *Supravegherea siguranței*

Când un aparat își întrerupe funcționarea, cauzele pot fi foarte diferite, una din acestea fiind arderea siguranței părții de alimentare de la rețea. Circuitul de supraveghere propus aici conține un LED care se aprinde în această situație. Se poate folosi pentru siguranțe cu



valori nominale de la miliamperi la amperi.

Cât timp siguranța este intactă, întreaga tensiune de rețea apare la bornele grupului C2-R3-D3. Condensatorul C2 și rezistorul R2 au rolul de a limita curentul de bază al lui T1. Dioda D3 împiedică încărcarea lui C2, fapt ce ar duce la scăderea rapidă către zero a curentului de bază.

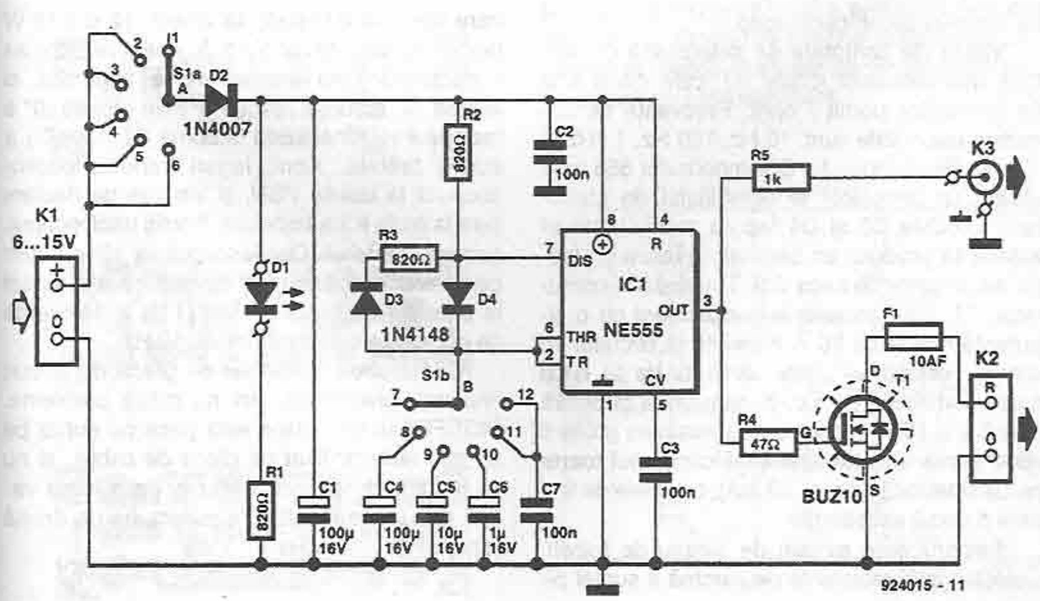
Condensatorul C1 și rezistorul R2 limitează curentul prin D1, în timp ce D2 face ca tensiunea pe LED să nu depășească 2,7 V. În același timp, D2 previne încărcarea lui C1.

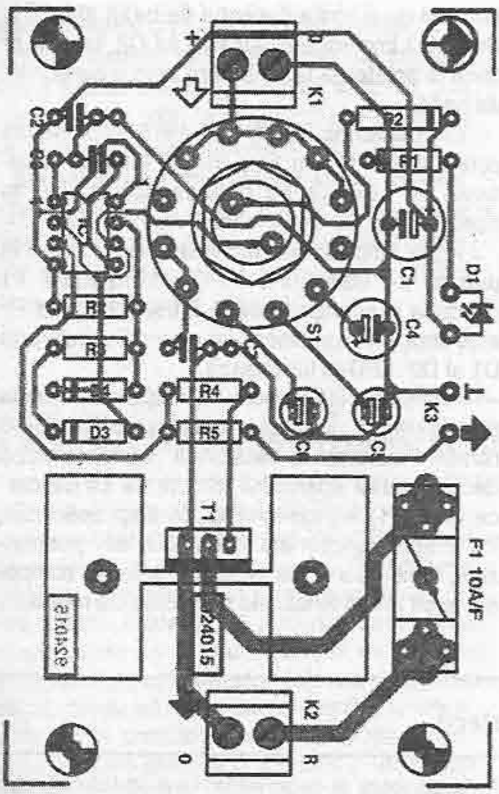
Atâta timp cât există tensiunea de rețea în punctul de conexiune F1-C2, tranzistorul T1 conduce și scurtcircuitează D1 și D2. Când F1 este arsă, T1 este blocat, iar curentul circulă prin D1 și D2: LED-ul luminează.

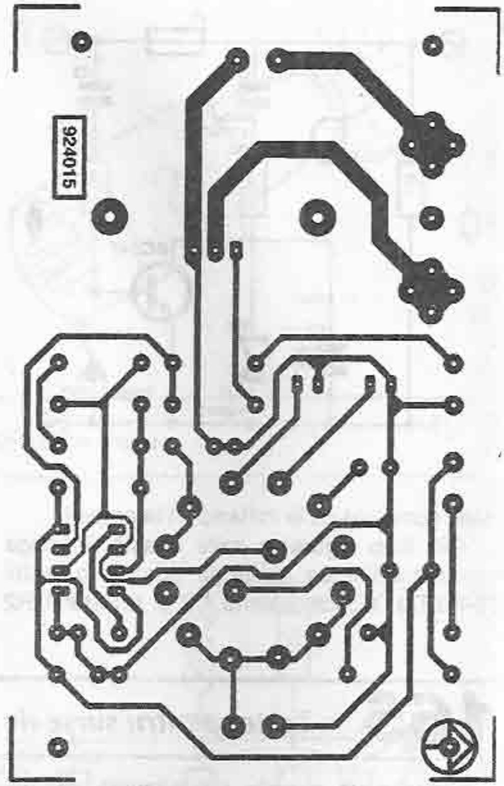
Rezistorul R1 trebuie să respecte normele de siguranță. În plus, condensatoarele care rămân încărcate la tensiunea rețelei și după deconectarea aparatului trebuie să se descarce (prin R1) într-un interval de timp specificat. Pe timpul funcționării circuitului de monitorizare, țineți seama de faptul că anumite componente se află la tensiunea periculoasă a rețelei.

165 *Tester pentru surse de putere*

Circuitul vă permite să măsurați așa-numitul răspuns dinamic al unei surse de c.c. de putere. Un MOSFET de putere, T1, este folosit pentru a conecta și deconecta, la o viteză selectabilă de către utilizator, sarcina sursei. Răspunsul sursei la aceste variații rapide ale sarcinii







se afișează pe un osciloscop.

Viteza de comutare se selectează cu ajutorul unui comutator rotativ, S1, care are și rolul de comutator pornit / oprit. Frecvențe de comutare disponibile sunt: 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz și 10 kHz. Binecunoscutul CI temporizator 555 este utilizat ca generator al semnalului de comutare. Diodele D3 și D4 fac ca multivibratorul astabil să producă un semnal de ieșire cu factor de umplere de circa 0,5. Tranzistorul comutator, T1, este protejat la supracurent cu o siguranță rapidă de 10 A înseriată în circuitul de drenă. Testerul se poate alimenta de la orice sursă stabilizată de c.c. cu tensiunea cuprinsă între 6 V și 15 V. În orice caz, aceasta nu poate fi chiar sursa testată!. Dat fiind consumul foarte redus al testerului (max. 40 mA), o baterie de 9 V este o sursă excelentă.

Testerul este extrem de simplu de folosit. Selectați întâi rezistența de sarcină a sursei pe care doriți să o testați; să zicem, 12 Ω / 15 W pentru o sursă de 12 V / 1 A. Acest rezistor se conectează între ieșirea „R" a testerului și ieșirea „+" a sursei testate (PSU). Ieșirea „0" a testerului se conectează la borna „–" (sau „0") a sursei testate. Apoi, legați intrarea osciloscopului la ieșirile PSU, și intrarea de declanșare la mufa K3 a testerului. Porniți osciloscopul, sursa și testerul. Osciloscopul va afișa acum caracteristicile dinamice de reglare ale sursei la curentul de ieșire stabilit (1 A) și frecvența de comutare selectată (inițial, 10 Hz).

Construirea testerului pe placa de circuit imprimat prezentată aici nu ridică probleme. MOSFET-ul de putere este prins cu șurub pe un mic radiator fixat pe placa de cablaj, și nu va lucra fierbinte nici măcar în apropierea valorii maxime admisibile a curentului de drenă (aproximativ 10 A).

Listă de componente

Rezistoare:
R1, R2, R3 = 820 Ω
R4 = 47 Ω
R5 = 1 kΩ

Condensatoare:
C1 = 100 µF / 16 V cu terminale de implantare
C2, C3, C7 = 100 nF
C4 = 100 µF / 16 V cu terminale de implantare
C5 = 10 µF / 16 V cu terminale de implantare
C6 = 1 µF / 16 V cu terminale de implantare

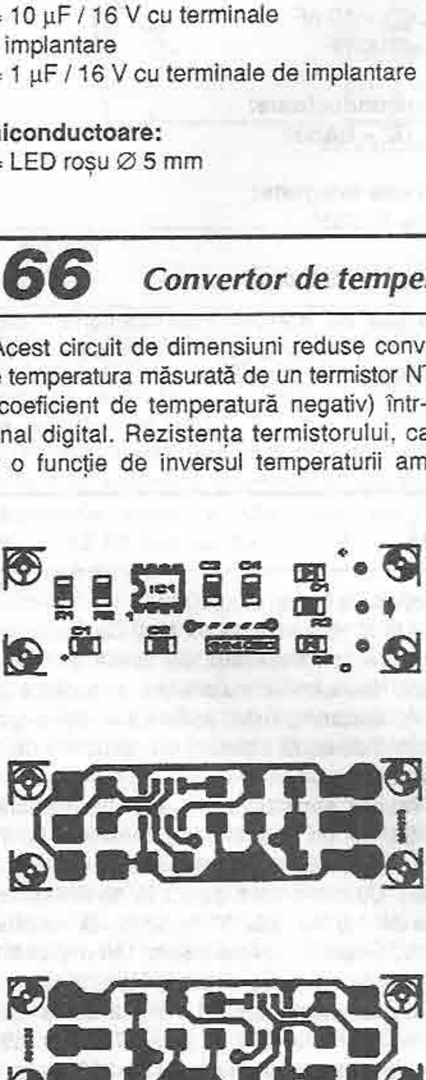
Semiconductoare:
D1 = LED roșu ∅ 5 mm
D2 = 1N4007
D3, D4 = 1N4148
T1 = BUZ10

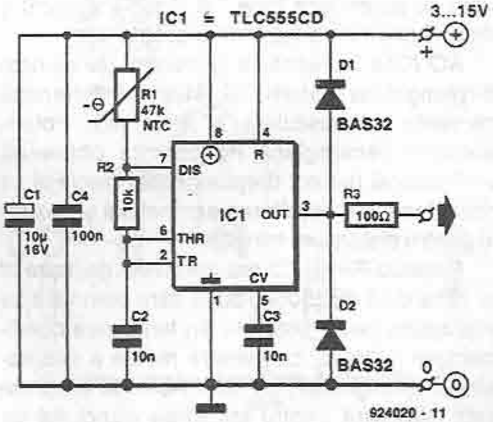
Circuite integrate:
IC1 = NE555

Diverse:
K1, K2 = regletă cu două borne, cu implantare, pasul 5 mm
K3 = mufă BNC pentru montare pe panou
S1 = comutator rotativ cu două secțiuni, 6 poziții, pentru montare pe cablaj
F1 = siguranță rapidă de 10 A plus soclu siguranță pentru montare pe cablaj
Radiator de răcire 5°K / W (de exemplu, SK129 / 38,1 mm – Siemens)

166 Convertor de temperatură digital

Acest circuit de dimensiuni reduse convertește temperatura măsurată de un termistor NTC (cu coeficient de temperatură negativ) într-un semnal digital. Rezistența termistorului, care este o funcție de inversul temperaturii ambiante, determină frecvența unui oscilator realizat în jurul familiarului temporizator TLC555. Circuitul astabil este proiectat să lucreze cu o frecvență de repetiție a impulsurilor de circa 250 Hz la 25°C, care crește cu temperatura. Relația neliniară dintre temperatură și frecvența oscilatorului nu reprezintă aici o problemă, întrucât este relativ simplu de realizat liniarizarea prin operații aritmetice efectuate de un calculator sau un sistem cu microcontroler.





În principiu, se măsoară trei temperaturi, iar frecvențele corespunzătoare acestora se memorează ca puncte de referință, care servesc pentru interpolarea valorilor intermediare.

Toate componentele folosite în acest circuit sunt de tip SMD (cu montare pe suprafață), dar placa de circuit imprimat dă posibilitatea utilizării unui termistor NTC clasic în poziția R1.

Pentru a asigura un răspuns la variațiile de temperatură, placa de cablaj echipată se montează în interiorul unui tub de metal cu un diametru de 13 mm sau mai mare. Trebuie acordată mare atenție izolării plăcii și componentelor față de tubul metalic; dacă este necesar, utilizați o izolație care se mulează prin încălzire! Tubul se etanșează cu masă izolantă de turnare sau cu clei pe bază de rășină (din două componente) prin care se trec trei fire: plusul alimentării; semnalul de ieșire; masa.

Consumul de curent al convertorului este mai mic de 1 mA.

Placa multifuncțională de măsură pentru PC-uri (Ref. 1) este ideală pentru procesarea semnalului de ieșire al convertorului. Se folosește intrarea de frecvențmetru și modulele de program ce se găsesc în biblioteca Turbo Pascal „PMEASURE.PAS" de pe discheta ESS1751, și în „Numerical Toolbox" (Borland), care oferă câteva rutine utile de interpolare.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = termistor NTC, 47 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 100 Ω

Condensatoare:
C1 = 10 µF / 16 V
C2, C3 = 10 nF
C4 = 100 nF

Semiconductoare:
D1, D2 = BAS32

Circuite integrate:
IC1 = TLC555

Referință bibliografică:

„Cartelă de măsură multifuncțională pentru PC-uri", *Elektor Electronics*, ianuarie, februarie 1991.

167 *Generator simplu de semnal*

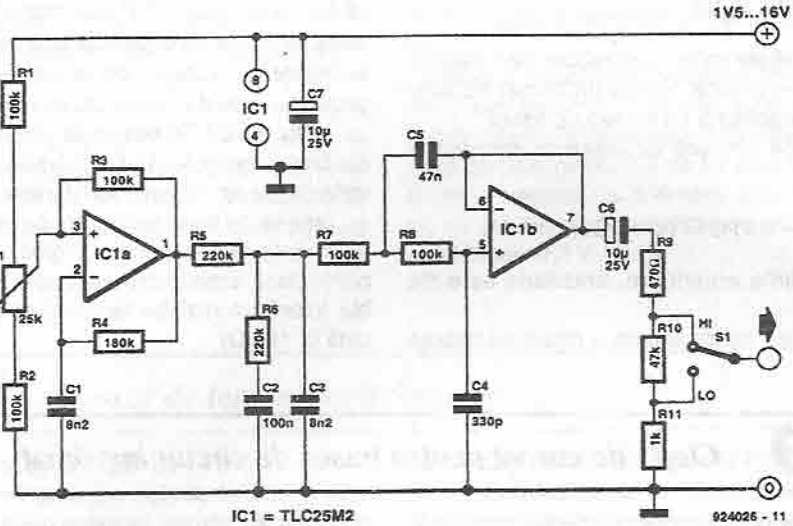
Acest generator de semnal furnizează un semnal de ieșire sinusoidal, cu frecvența de 440 Hz, la două niveluri de tensiune. Alimentarea se poate face între 1,5 V și 16 V, încât o singură baterie de 1,5 V este suficientă.

AO IC1a lucrează ca generator de semnal dreptunghiular; valorile lui R4 și C1 determină frecvența de basculare a ieșirii AO. Potențiometrul semireglabil P1 permite obținerea unui semnal perfect dreptunghiular (reglajul se poate face prin ascultarea semnalului și ajustare pentru distorsiuni minime).

Rețeaua R5-R6-C2 reduce nivelul de ieșire al lui IC1a cu 3 dB (50%), după care semnalul se suprapune peste jumătate din tensiunea de alimentare (extrasă, ca valoare medie a semnalului dreptunghiular, de C2). Această tensiune este necesară pentru stabilirea punctului de funcționare în c.c. al lui IC1b.

AO IC1b formează un filtru Cebâșev de ordinul trei, cu frecvența de tăiere de 400 Hz. Acest filtru elimină majoritatea armonicilor semnalului dreptunghiular, astfel că la ieșire rezultă o formă de undă suficient de apropiată de o sinusoidă.

Nivelul semnalului de ieșire se selectează cu S1 de pe divizorul de tensiune R9-R10-R11, în funcție de necesitățile din circuitul de testat. Cu alimentare de 16 V, nivelul de ieșire este de 1,5 V_{ef}, sau 30 mV_{ef}; cu alimentare de 1,5 V, nivelurile de ieșire sunt 150 mV și 3 mV. Frecvența de ieșire depinde întrucâtva de tensiunea de alimentare și variază de la aproximativ 440 Hz la 16 V, la circa 370 Hz la 1,5 V. Circuitul absoarbe un curent de 300 µA la 16 V și de 80 µA la 1,5 V.



168 *Convertor frecvență-tensiune cu componente discrete*

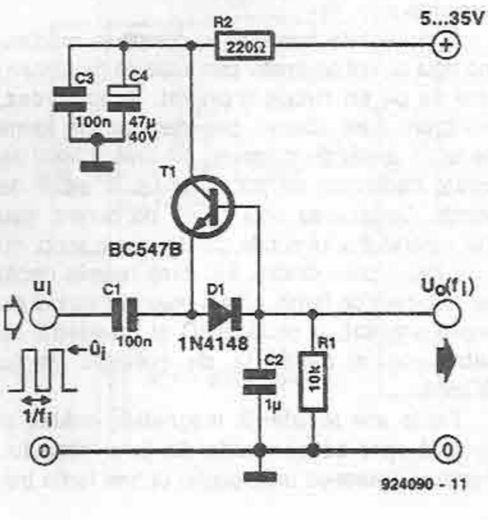
Există un număr de circuite integrate disponibile pentru conversia tensiune-frecvență, dar aceasta se poate face și cu componente discrete, așa cum se arată în schema prezentată aici. O schemă atât de simplă are, desigur, limitările sale: semnalul de intrare trebuie să fie dreptunghiular, trebuie să aibă amplitudine constantă, și să fie furnizat de o sursă cu impedanță joasă de ieșire (≤ 50 Ω).

Circuitul se numește pompă cu tranzistor, cu referire la pompa de sarcină care este folosită, de exemplu, într-un dublor de tensiune sau într-un inversor de tensiune. Aici, tranzistorul adăugat asigură încărcarea foarte rapidă a lui C1 (U_i = „L") când armătura din partea stângă a acestui condensator este trasă spre potențialul masei datorită lui u_i. Armătura din partea dreaptă a lui C1 este astfel fixată la potențialul $U_{C2} - U_{BE}$. Aceasta înseamnă că circuitul nu este sensibil la lățimea impulsurilor semnalului de intrare. Pe durata frontului pozitiv al lui U_i, sarcina de pe C1 este transferată pe C2, care se descarcă prin R1.

Funcția de transfer a circuitului se obține din echilibrul rezultat între creșterea lui Uo pe durata frontului pozitiv și scăderea tensiunii datorată lui R1 în fiecare perioadă, care trebuie să fie egale. Acestea dau următoarea formulă:

$$U_O(f_i) = (\hat{u}_i - 0{,}7) \cdot R1 \cdot C1 \cdot f_i.$$

Cu valorile din schemă, tensiunea de ieșire crește cu aproximativ 4,3 mV / Hz dacă nivelul semnalului de intrare este de 5 V. Viteza cu care reacționează tensiunea de ieșire depinde de constanta de timp a circuitului:



$\tau = R1\ (C1 + C2)$.

Cum ambele valori sunt relativ mari, reacția nu este prea rapidă. Există un număr de aplicații în care aceasta nu contează, totuși.

Ondulația tensiunii de ieșire se calculează din relația:

$\hat{u}_r = (\hat{u}_i - 0,7) \cdot C1\ /\ (C1 + C2)$.

Cu valorile anterioare, ondulația este de 400 mV.

Tensiunea de alimentare a circuitului trebuie să fie cu cel puțin 2 V mai mare decât tensiunea de ieșire corespunzătoare celei mai mari frecvențe de măsurat de la intrare. Consumul circuitului este de numai câțiva miliamperi.

Filtrul R2-C3-C4 netezește vârfurile de curent din timpul încărcării lui C1 și limitează astfel interferențele de RF produse de acest circuit.

Ieșirea trebuie terminată pe o impedanță mare (intrare de voltmetru digital sau etaj tampon). Dacă acest lucru nu este posibil, va trebui folosit un rezistor terminal de valoare ridicată (≥ 10 kΩ).

169 *Cleşte de curent pentru trasee de circuit imprimat*

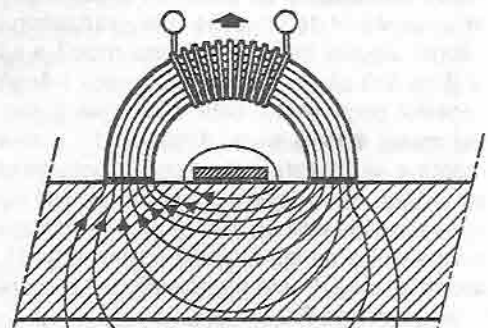
Cleștii de curent sunt instrumente pentru măsurarea curenților alternativi din cabluri. Marele lor avantaj în comparație cu majoritatea celorlalte metode este că (nu) necesită întreruperea circuitului. Funcționarea lor se bazează pe același principiu pe care lucrează transformatorul: după ce cleștele (miezul transformatorului) a fost plasat în jurul unuia sau mai multor conductoare parcurse de curent (înfășurarea primară), se induc câmpuri magnetice în materialul miezului. Datorită componentelor alternative ale câmpului magnetic, se induce o tensiune în bobina înfășurată în jurul miezului (înfășurarea secundară). Conform legii inducției a lui Faraday, această tensiune este o măsură a sumei vectoriale a curenților prin conductoarele cablului.

O necesitate frecventă o constituie măsurarea unui curent alternativ prin traseele de alimentare de pe un circuit imprimat. În acest caz, tehnicienii sunt adesea mai interesați de forma de undă decât de valoarea efectivă. Cleștii de curent tradiționali nu pot fi folosiți în astfel de situații. Construirea unui cleşte de curent, sau mai curând a unei sonde, pentru acest scop, nu este totuși prea dificilă. Nu aveți nevoie decât de o bucată de ferită, câțiva metri de sârmă de cupru emailat, o mufă BNC și un metru de cablu coaxial de 50 Ω, de exemplu de tip RG58/U.

Ferita are rezistență magnetică redusă și deviază spre ea câmpurile din jurul traseului. Pentru asigurarea unui cuplaj optim, ferita trebuie plasată cât mai aproape posibil de traseu. Cea mai convenabilă formă a feritei se obține tăind în două, pe lungime, o perlă de ferită: interiorul scobit va învălui traseul pe un unghi de 180° – vezi figura.

Se vor înfășura circa 40 de spire cu sârmă de cupru în jurul semicilindrului, așa cum se arată în figură. Lipiți un terminal la conductorul central, izolați conexiunea cu bandă și apoi înveliți la loc conductorul cu tresa de masă. Lipiți apoi al doilea terminal al bobinei la tresa metalică.

Pentru a-i conferi sondei o oarecare rigiditate mecanică, trageți un tub subțire (cum ar fi o mină de pix consumată) peste cablu până la înfășurare. După aceea, lipiți tubul de senzor



cu superglue sau cu rășină epoxidică.

Terminați celălalt capăt al cablului pe o mufă BNC.

Inductanța proprie a bobinei senzorului este de 20 ÷ 30 μH, care prezintă o reactanță (= 2πfL), în domeniul de frecvențe dorit, mult mai mare de 50 Ω. Tensiunea măsurată cu un analizor de spectru sau cu un osciloscop este astfel practic independentă de frecvența semnalului.

Miezul prototipului prezentat în figură este de 4 mm grosime și 15 mm lungime. Inductanța proprie a bobinei senzorului este de 80 μH, ceea ce face ca bobina să fie adecvată pentru lucrul la frecvențe > 500 kHz. Cât timp miezul nu se saturează, sensibilitatea sondei este de aproximativ 0,2 V / A.

170 *Senzor de temperatură Smartec*

CI Smartec tip SMT160-30-18 este un senzor de temperatură cu ieșire digitală, montat în capsulă TO-18. Pinii 1 și 3 sunt intrările de alimentare. La tensiunea nominală de alimentare de 5 V, consumul de curent nu depășește 200 μA. La ieșirea de pe pinul 2 (protejată la scurtcircuit) este disponibilă o tensiune dreptunghiulară cu nivele compatibile TTL și frecvență de repetiție a impulsurilor de 3 kHz. Valoarea frecvenței nu este foarte importantă, deoarece datele privind temperatura curentă sunt conținute în raportul impuls / pauză (raportul dintre durata impulsului și durata pauzei). Între temperatura T și raportul impuls / pauză există o relație liniară:

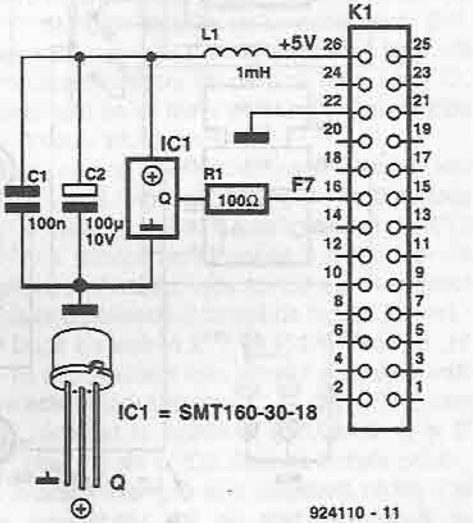
raportul impuls / pauză = 0,32 + 0,0047 x T.

Astfel, la o temperatură de –45°C, cea mai scăzută la care poate fi utilizat senzorul, raportul impuls / pauză este de 0,109. Temperatura maximă la care poate fi utilizat senzorul este de 130°C. Senzorul este calibrat din construcție la o precizie de ±0,25°C.

În principiu, ar fi posibilă aplicarea semnalului dreptunghiular unui instrument de măsură cu bobină mobilă. Acesta ar indica o valoare direct proporțională cu nivelul mediu al tensiunii semnalului dreptunghiular și, astfel, factorul de umplere și cu temperatura. În practică, totuși, este o soluție mult mai bună conectarea senzorului la un port de intrare digital al unei interfețe digitale de microcontroler. Eșantionarea semnalului dreptunghiular dă computerului posibilitatea efectuării măsurărilor de temperatură cu minimum de componente externe, după cum se poate vedea în schemă. Descrierea unei plăci de măsură pentru conectare la PC a fost publicată în Ref. 1. K1 este un conector de tip mamă cu 26 de terminale, și se leagă la mufa K6, situată pe placa de măsură, printr-un scurt cablu plat. Alimentarea de 5 V se ia direct din calculator. În cazul prototipului, L1-C1-C2 s-au dovedit esențiale pentru eliminarea jitterului semnalului, care făcea ca prima cifră de după virgulă să fluctueze aleatoriu.

Programul de control al circuitului este disponibil, împreună cu alte rutine de bază pentru placa de măsură, la editura Elektor Electronics, sub denumirea ESS1753.

Ref. *1 „Placă multifuncțională de măsură pentru PC-uri"*, Elektor Electronics, februarie 1992, p. 14.



Capacimetru

171 Capacimetru

Capacimetrul simplu prezentat aici poate măsura capacități cuprinse între 100 pF și 1 μF, pe cinci domenii de măsură.

Circuitul constă dintr-un oscilator cu frecvență variabilă, un divizor de frecvență și un etaj de măsură. Oscilatorul are la bază un inversor dintr-un 74HC14 și generează o frecvență f invers proporțională cu capacitatea plasată între terminalele Cx.

Relația aproximativă este:

$$f = 1{,}2 \cdot R \cdot Cx,$$

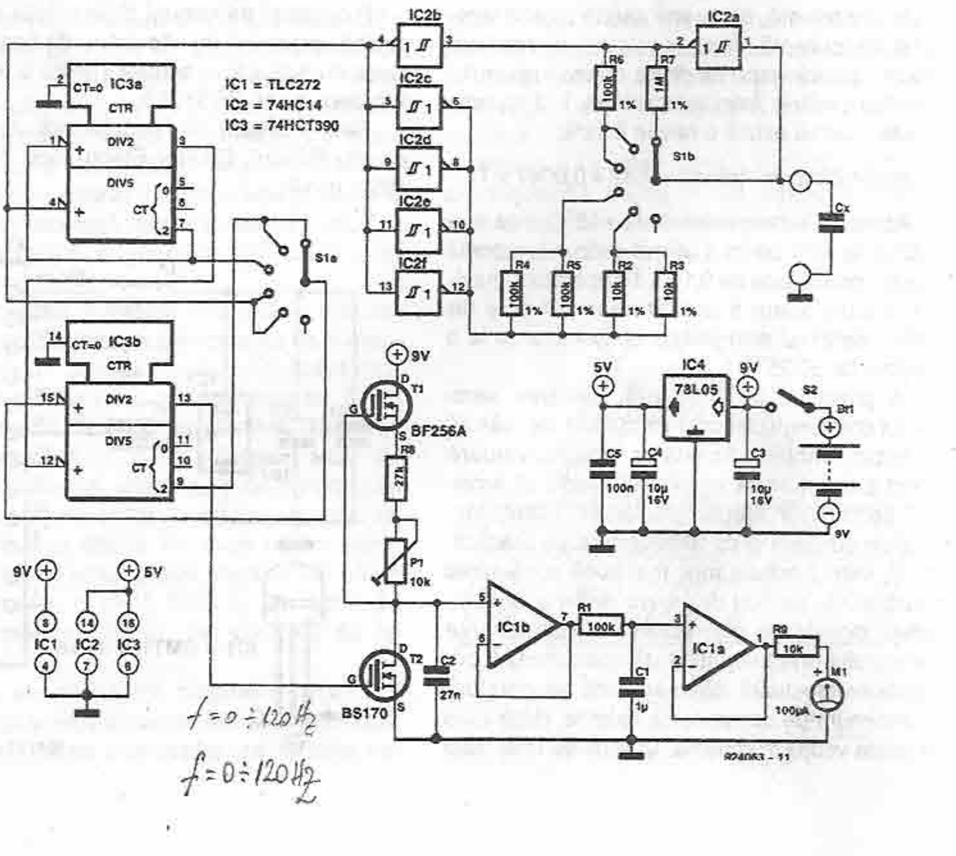
unde R depinde de poziția lui S1. Cu valorile din schemă, frecvența se situează între 240 Hz (Cx = 1 μF) și 12 kHz (Cx = 100 pF).

Divizorul IC3 divizează frecvența de ieșire a oscilatorului, astfel încât să asigure o frecvență de ieșire de maxim 120 Hz pe orice domeniu de măsură.

Etajul de măsură este comandat de sursa de curent T1. Pe durata unei jumătăți a fiecărei perioade a semnalului de la ieșirea lui IC3, condensatorul C2 se încarcă prin T1. Pe timpul celeilalte jumătăți de perioadă, T2 este adus în conducție de către semnal, astfel încât C2 va fi scurtcircuitat. În acest fel, tensiunea maximă pe C2 depinde de frecvența semnalului. Tensiunea este preluată prin repetorul IC1b și integrată de R1-C1. Tensiunea continuă rezultată va produce deviația acului instrumentului comandat de AO IC1a.

Circuitul se calibrează conectând o capacitate cunoscută de circa 100 nF (0,1 μF) la bornele de măsură și reglând P1 astfel ca indicația instrumentului să corespundă capacității.

Întrucât, în mod normal, capacimetrul se folosește doar ocazional, el poate fi alimentat de la o baterie de 9 V PP3 (6F22).



f = 0 ÷ 120 Hz

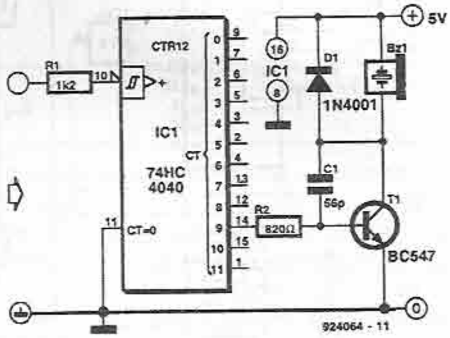
f = 0 ÷ 120 Hz

226
226

172 *Sondă de frecvenţă*

Sonda de frecvenţă permite „ascultarea" vitezei unui computer. Este, oricum, utilă şi pentru alte circuite digitale, deoarece face audibile frecvenţele ridicate, astfel încât semnalele devin uşor de supravegheat.

Un numărător de 12 biţi serveşte drept „detector de frecvenţă". Semnalul măsurat într-un calculator sau circuit digital este divizat cu 1024 şi scos la pinul 14. Este folosit apoi pentru controlul tranzistorului T1, care la rândul său comandă buzerul piezo Bz1.



Factorul de scară a fost ales astfel încât să convertească MHz în kHz, astfel că frecvenţa unui, să zicem, calculator XT va fi auzită ca un ton acut de 8 kHz. Dacă trebuie monitorizate frecvenţe mai mari, pot fi obţinuţi factorii de scară 2048 sau 4096, prin conectarea rezistorului R2 la pinului 15, respectiv la pinul 1. Dacă se foloseşte un circuit HCT, limita de măsură este la câteva zeci de MHz. Pentru frecvenţe mai mici de 4 MHz, se poate folosi un CI standard de tip 4040: acesta are avantajul că tensiunea nu trebuie să fie exact 5 V. Conexiunile alimentării şi ale sondei este bine să fie realizate din conductoare flexibile terminate cu cleme „crocodil".

173 *Generator de date seriale*

Generatorul de date oferă un mijloc simplu de testare a unui circuit. Nu necesită software şi toate componentele sunt uşor de procurat. Schema funcţionează conform ciclilor de timp ai unui circuit de tip SDA3002. Spre deosebire de formatul pe două fire I^2C, se foloseşte conexiunea pe trei fire. Dacă trebuie transmis un singur cuvânt de date, comutatoarele DIP S2 şi S3 şi ariile de câte opt rezistoare conectate la masă pot fi omise; intrările lui IC3 şi IC4 se vor conecta la nivele fixe de tensiune.

Generatorul are la bază două registre de deplasare legate în cascadă, IC3 şi IC4, folosite drept convertor paralel-serie pe 16 biţi.

Tactul este furnizat de IC2, care este declanşat de bistabilul de validare IC1a,b cu ajutorul butonului S1. Când este apăsat acest comutator, se aplică un impuls de 100 µs, prin reţeaua de diferenţiere R1-C1, la intrarea S a bistabilului. Condensatorul se descarcă prin R2. Durata impulsului nu se schimbă prin menţinerea lui S1 apăsat; acest lucru este necesar deoarece, dacă s-ar depăşi durata unei semiperioade de tact, sincronizările ar lua-o razna. Ieşirea lui IC1b este semnalul ENABLE (validare) pentru circuitul testat.

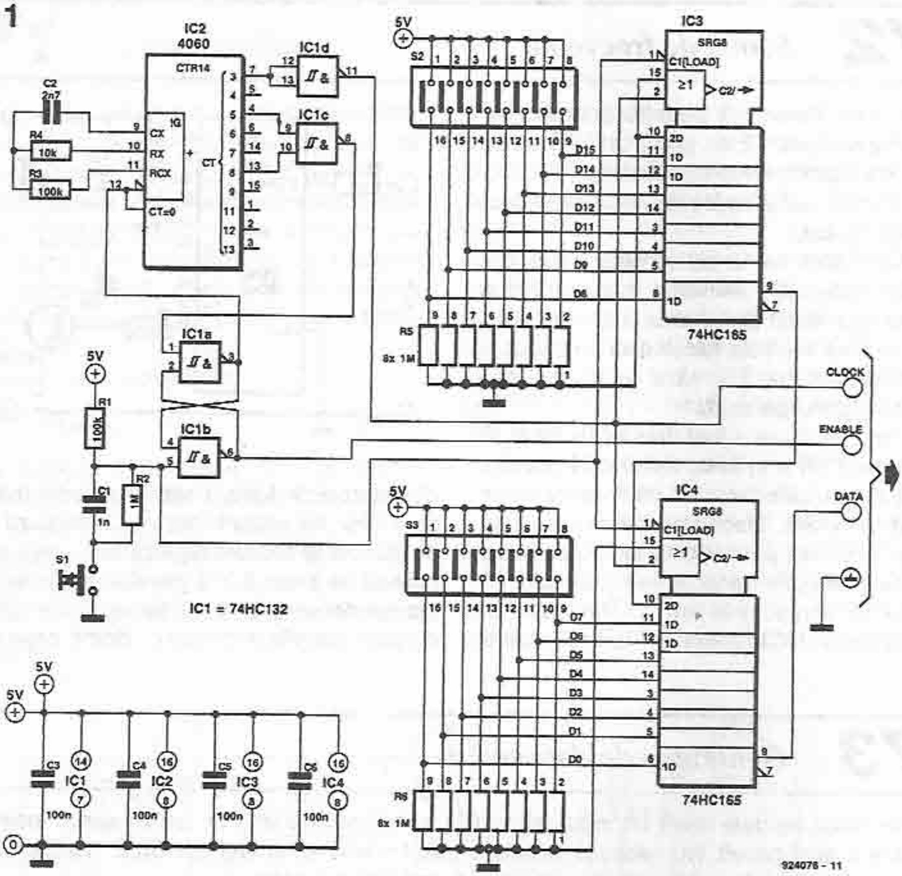
Impulsul de start este, de asemenea, folosit pentru încărcarea, în registrele de deplasare, a nivelelor logice stabilite cu comutatoarele DIP. Registrele acceptă paralel date atât timp cât semnalul de intrare de pe pinii lor 1 este „L". Acesta este un alt motiv pentru care impulsul de start trebuie să fie scurt.

Impulsul de start declanşează întregul ciclu de test – vezi diagrama de timp din fig. 2. Ieşirea 2^3 (Q3, pinul 7) a lui IC2 este inversată de IC1d pentru a furniza tactul necesar registrelor de deplasare. Aceasta face ca D0 să fie prezent la ieşire o perioadă întreagă de tact (1,25 ms).

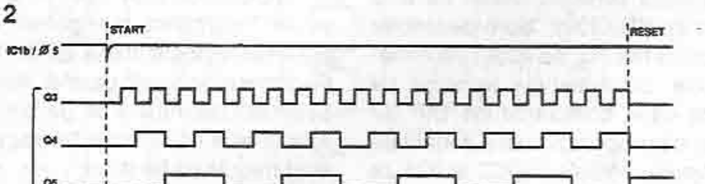
După ce ieşirea 2^3 a lui IC2 a trecut în „H" de 18 ori, bistabilul este resetat şi linia de validare este adusă în starea „L" de către IC1c, care este conectat la ieşirile 2^5 (Q5, pinul 4) şi 2^8 (Q8, pinul 13) ale lui IC2. Aceasta încheie ciclul.

În acest exemplu sunt serializaţi 18 biţi. Cei mai semnificativi doi biţi sunt determinaţi de

1



2



intrarea serială (pinul 10) a lui IC3. Dacă această intrare este la nivel „H", D16 și D17 sunt „1". Dacă acești biți trebuie să fie variabili, trebuie adăugați unul sau doi bistabili de tip D supli-

mentari, conectați ca registre de deplasare.

Curentul absorbit de generator, determinat în principal de rezistoarele conectate la masă, e foarte redus: dacă toți biții sunt „1", acesta este 80 μA. După apăsarea lui S1, oscilatorul este pornit pentru scurt timp, fapt ce dublează curentul.

174 *Senzor de umiditate relativă*

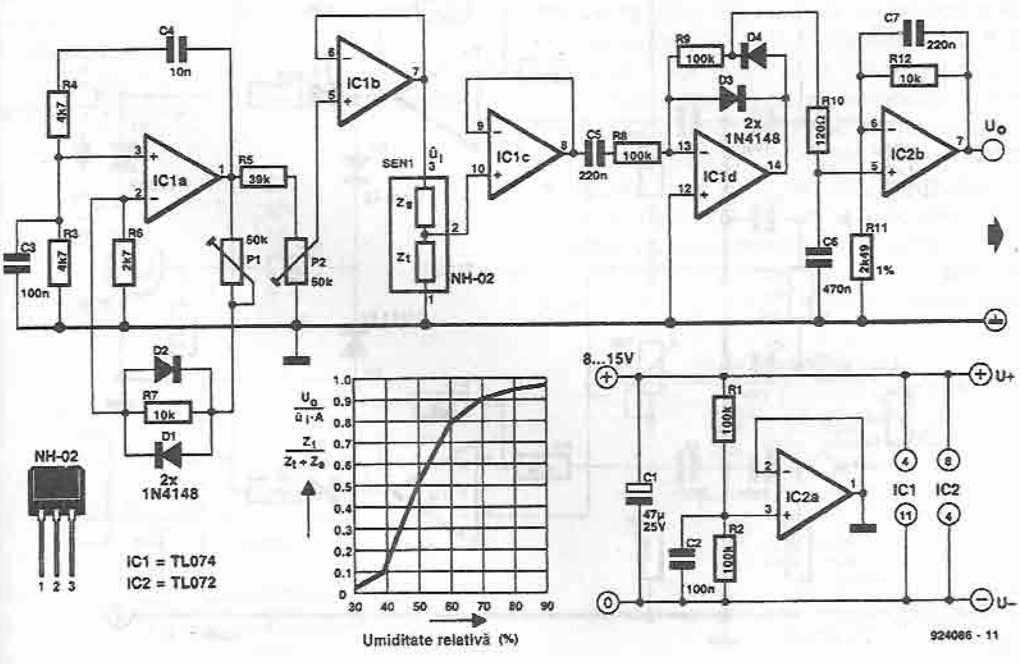
Senzorul de umiditate tip NH-02 produs de Figaro constă dintr-un senzor capacitiv de umiditate, Zs, în serie cu un termistor, Zt, pe un substrat de aluminiu. Parametrii termistorului asigură compensarea aproape completă a deviației de temperatură a dielectricului senzorului. În gama de temperatură 15 ÷ 35°C, dependența de temperatură a lui NH-02 este de circa 0,3%/°C.

Pentru funcționarea senzorului este necesară excitarea acestuia cu o tensiune alternativă având frecvența de 50 ÷ 1000 Hz. În circuitul de față, semnalul este generat de un oscilator Wien realizat cu IC1a, a cărui frecvență este fixată la aproximativ 1 kHz cu puntea R3-R4-C3-C4. Cele două diode din bucla de reacție asigură stabilitatea amplitudinii. Nivelul semnalului alternativ, și în acest fel tensiunea maximă de ieșire, se poate regla într-o plajă largă, cu P2. Acest potențiometru este separat de senzor prin repetorul IC1b, care previne influențarea, de către impedanța senzorului, a tensiunii fixate.

Tensiunea de ieșire a senzorului se aplică, prin repetorul IC1c, detectorului de vârf IC1d-D3-D4. Tensiunea de ieșire este netezită cu R10-C6, după care tensiunea continuă este amplificată de cinci ori cu IC2b (α = 1 + R12 / R11).

Caracteristica tensiunii de ieșire funcție de umiditate nu este liniară, după cum se arată în grafic. Pentru aplicații simple de cuplare / decuplare, acest lucru nu contează, dar pentru altele poate fi necesară liniarizarea tensiunii de ieșire. Acest lucru se realizează cel mai bine cu un computer și un software adecvat.

Alimentarea trebuie să fie de 8 ÷ 15 V, asimetrică și stabilizată. AO IC2a creează o masă artificială la jumătatea tensiunii de alimentare,



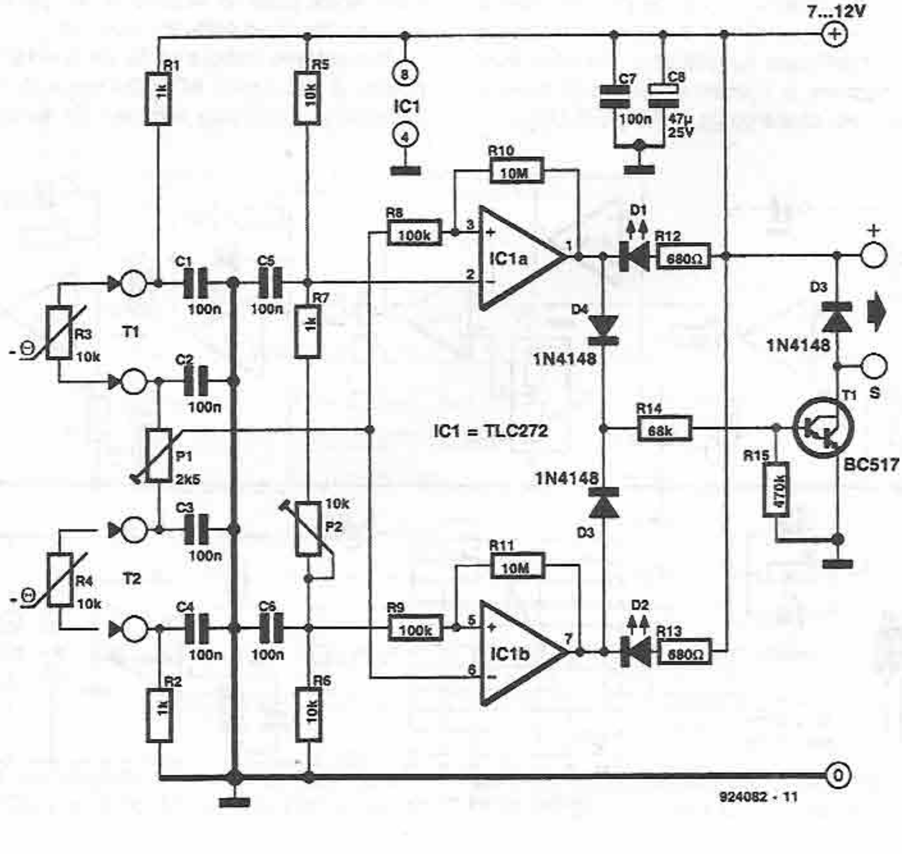
astfel încât circuitul va fi alimentat la o tensiune simetrică de 4 ÷ 7,5 V. De observat că tensiunea de alimentare trebuie să fie mai mare decât tensiunea dorită la ieșire.

Alinierea circuitului se face cel mai bine folosind un osciloscop. Reglați cu P1 amplitudinea de oscilație la o valoare de vârf de 2 V (măsurată între pinul 1 al lui IC1 și masă). Reglați apoi, cu P2, tensiunea de vârf pentru alimentarea senzorului, la valoarea dorită. În multe cazuri, o valoare de vârf de 1 V este acceptabilă; în acest caz, tensiunea de ieșire variază între 0 V și 5 V.

175 *Indicator diferențial de temperatură*

Circuitul din figură permite monitorizarea a două temperaturi, t1 și t2. Senzorii sunt termistori NTC (cu coeficient de temperatură negativ), R3 și R4, care se pot conecta în circuit prin conductoare cu lungimea de câțiva metri.

Diodele D1 și D2 indică dacă t1 și t2 au valori apropiate sau nu. „Apropiate" înseamnă că diferența dintre tensiunile celor doi senzori este mai mică decât un nivel stabilit cu P2. Dacă temperaturile sunt apropiate, sunt aprinse ambele LED-uri; în caz contrar, unul din LED-uri este stins: D1, dacă t1 este mai mare decât t2, respectiv D2 dacă t1 este mai mic decât t2. Pe lângă această indicație optică, este posibilă obținerea unei semnalizări acustice prin conectarea unui buzer de curent continuu la borna S.



Este, de asemenea, posibilă conectarea unui releu de 7 ÷ 12 V cu un curent maxim de acționare de 400 mA, la această bornă. Dioda D3 protejează tranzistorul T1 împotriva unei posibile t.e.m. inverse cu efect distructiv.

Circuitul consumă un curent de 35 mA, în cea mai mare parte datorat LED-urilor.

Un anumit decalaj de temperatură se poate fixa cu P1. În mod normal, acest potențiometru semireglabil se poziționează la jumătatea cursei: când t1 = t2, potențialul cursorului său va fi jumătate din valoarea tensiunii de alimentare.

„Fereastra" în interiorul căreia sunt supravegheate temperaturile se poate stabili, cu P2, la o valoare între 1 ÷ 25°C, la o tensiune de alimentare stabilizată de 8 V și t1 = 25°C.

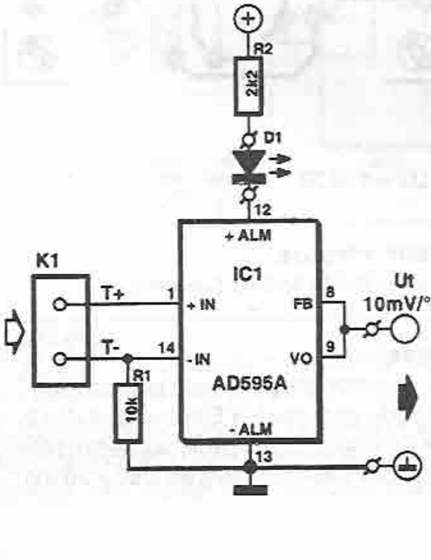
176 *Interfață termocuplu - multimetru digital*

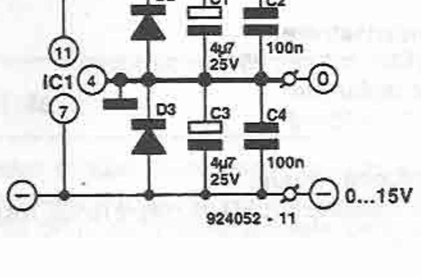
Termocuplurile sunt dispozitive economice și robuste pentru măsurarea temperaturii. Datorită dimensiunilor reduse, au un răspuns rapid, constituind o bună alegere acolo unde este important timpul de răspuns la variațiile de temperatură. Termocuplurile de tip K au un domeniu larg de temperatură, fiind folosite de la aplicațiile criogenice și până la analiza gazelor evacuate de motoarele cu reacție. Circuitul descris aici convertește semnalul de ieșire al termocuplului într-o tensiune continuă cu panta de 10 mV / °C, adică exact ceea ce este necesar pentru ca un multimetru digital (MMD) să poată fi folosit ca un instrument de citire. Sau, semnalul de ieșire al interfeței poate fi aplicat unui calculator, pentru aplicații mai avansate de înregistrare a temperaturii.

CI AD595A, produs de Analog Devices, integrează într-un cip monolitic un amplificator de instrumentație și un compensator al joncțiunii reci a termocuplului. El combină o referință pentru punctul de topire a gheții cu un amplificator precalibrat pentru a produce un semnal de 10 mV / °C pornind direct de la semnalul dat de termocuplu. AD595A este ajustat cu laser pentru a corespunde termocuplurilor tip K (cromel-alumel).

Aplicația cu AD595A prezentată aici este cum nu se poate mai simplă. Termocuplul de tip K se conectează la un conector special, K1. Rezistorul R1 a fost prevăzut în scopul împiedicării transformării tensiunilor de mod comun induse în bucla termocuplului, în tensiuni de mod diferențial. AD595A oferă o ieșire de alarmă, +ALM (pinul 12), care aici se folosește pentru comanda unui LED de curent redus. Ieșirea +ALM trece în starea „L" atunci când unul sau ambele conductoare ale termocuplului sunt întrerupte. De reținut că funcția de compensare a joncțiunii reci, oferită de AD595A, este afectată de fiecare dată când se acționează alarma. Aceasta înseamnă că citirile efectuate atunci când alarma este activată nu sunt valide.

Deoarece tensiunea de ieșire a termocuplului este neliniară în raport cu temperatura,





iar AD595A amplifică neliniar semnalul compensat, va trebui folosită următoarea formulă de transfer pentru determinarea tensiunii reale de ieșire:

$$U_o = 247{,}3\,(U_{th} + 0{,}011),$$

unde U_o este tensiunea de ieșire a lui AD595A, iar U_{th} este tensiunea termocuplului, în mV.

Întrucât termocuplurile de tip K (ANSI) și NiCr-Ni (DIN) sunt realizate din aliaje identice, ambele se pot utiliza cu această interfață.

Construirea interfeței este simplă, având în vedere numărul mic de componente. Remarcați suprafața de cupru dispusă sub cipul convertor pentru îmbunătățirea contactului termic dintre conductorul pentru termocuplu și CI. Este importantă existența unei rezistențe termice reduse în acest punct, astfel ca referința internă pentru punctul de topire a gheții să lucreze corect.

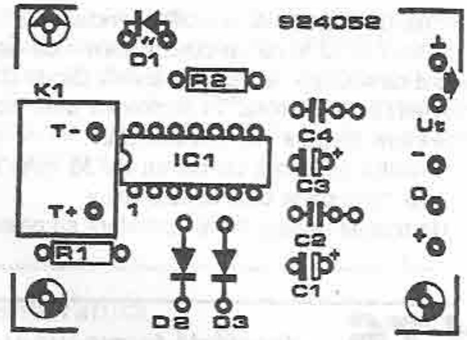
Interfața se poate alimenta de la o sursă asimetrică sau simetrică. În primul caz, terminalul „0" și masa se interconectează și se leagă la borna „–" a bateriei. Observați, însă, că temperaturile sub 0°C nu se pot măsura în cazul alimentării cu sursă asimetrică. Cu alimentare simetrică, devine disponibil întregul domeniu de temperaturi. Cea mai posibilă alimentare simetrică se realizează cu două baterii de 9 V.

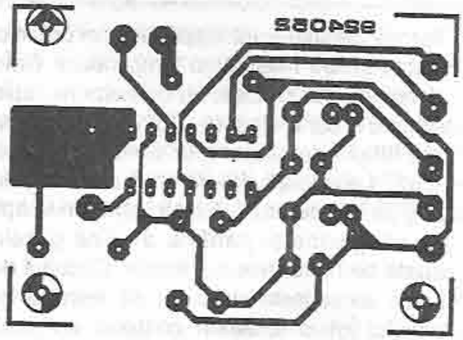
Consumul de curent al circuitului nu este mai mare de 1 mA cu termocuplul conectat, și nu depășește 10 mA cu termocuplul deconectat (LED-ul de alarmă aprins).

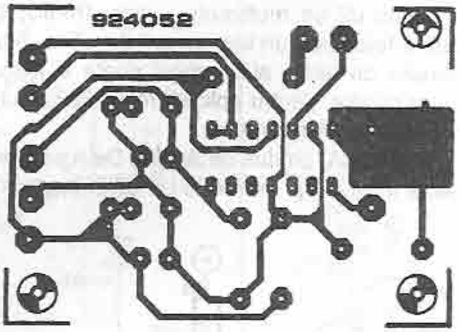
Bibliografie:

„Tehnici de măsurare a temperaturii", Elektor Electronics, decembrie 1991.

„Un termometru rapid și precis", Elektor Electronics, ianuarie 1992.







Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 10 kΩ
R2 = 2,2 kΩ

Condensatoare:
C1, C3 = 4,7 μF / 25 V cu terminale de implantare
C2, C4 = 100 nF

Semiconductoare:
D1 = LS3369EH (LED de curent redus, roșu)
D2, D3 = 1N400

Circuite integrate:
IC1 = AD595A (Analog Devices)

Diverse:
K1 = conector special pentru termocupluri tip K, de exemplu RS Electronics 473-127
Cutie din plastic cu compartiment pentru baterii, dimensiuni aproximative 80 x 60 x 20 mm

177 *Tester acustic pentru cristale*

Un cristal nu se poate testa acustic decât dacă frecvența de ieșire este adusă în banda audio prin demultiplicarea cu un circuit ca cel din schemă.

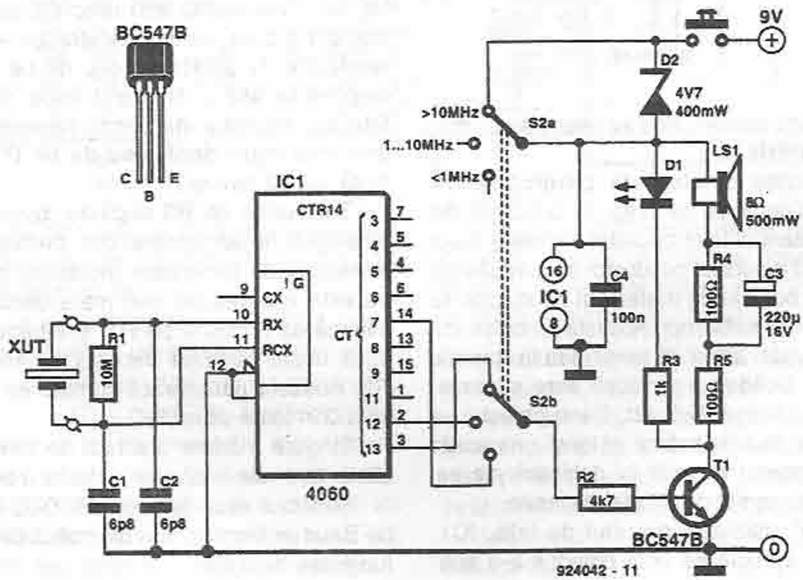
Un circuit foarte potrivit pentru acest scop este CI CMOS de tip 4060. Acest circuit conține nu numai un divizor binar cu 14 celule, ci și un oscilator complet.

Cristalul de testat se conectează la terminalele de intrare, iar S2 se poziționează conform figurii. Frecvența cristalului este divizată de IC1 și, în funcție de poziția lui S2, una dintre ieșirile lui 4060 comandă tranzistorul T1 prin intermediul lui R2. La rândul său, tranzistorul comandă un difuzor miniatură, LS1. Puterea debitată pe difuzor se limitează cu R5 pentru a preveni afectarea timpanelor.

Desigur, nu este posibilă utilizarea unui singur factor de divizare pentru toate tipurile de cristale și, din acest motiv, S2 selectează unul din cei trei factori diferiți. Pentru cristale < 1 MHz, factorul de divizare este 128; pentru cristale în gama 1 ÷ 10 MHz, factorul este 4096; iar pentru cristale > 10 MHz, factorul de divizare este 8192.

Pe de altă parte, cristalul care lucrează mai sus de 10 MHz oscilează fără probleme dacă tensiunea este ceva mai ridicată, decât cele de frecvențe mai mici. Acesta e motivul pentru care S2a și D2 coboară tensiunea de alimentare la 4,7 V când se testează cristale sub 10 MHz.

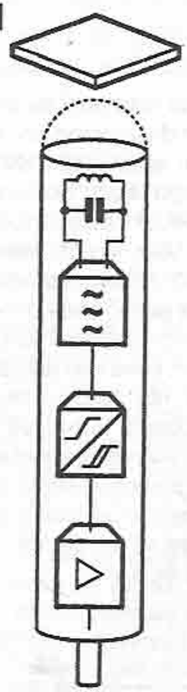
Dacă se preferă o sursă cu alimentare de la rețea în locul unei baterii de 9 V, se recomandă una de 12 V / 50 mA. În acest caz, D2 trebuie să fie de 6,8 V.



178 *Detector inductiv de proximitate*

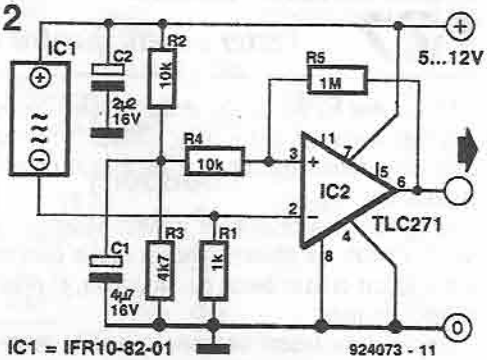
Detectoarele inductive de proximitate sunt folosite, de exemplu, pentru măsurarea turației motoarelor sau pentru determinarea poziției obiectelor metalice. Ele nu suferă din cauza uzurilor mecanice sau datorită scânteilor de contact. Această din urmă caracteristică este foarte im-

1



924073 - 12

2



924073 - 11

portantă pentru zonele unde se depozitează materiale explozibile.

Practic orice detector de proximitate comercial este construit ca în fig. 1. O bobină din circuitul oscilant al unui oscilator servește drept senzor. Când un obiect conductor intră în câmpul magnetic al bobinei, în materialul conductor se stabilesc curenți turbionari. Aceasta amortizează circuitul acordat, astfel că tensiunea la bornele sale scade. Scăderea tensiunii este supravegheată cu un trigger Schmitt. Când obiectul se apropie foarte mult de bobină, și tensiunea scade suficient, triggerul Schmitt își schimbă starea. Triggerul este urmat de un etaj de ieșire.

Senzorul utilizat în circuitul de față, IC1, convertește apropierea unui obiect într-o scădere a curentului prin senzor. În absența unui obiect, curentul este aproximativ 4 mA; când obiectul se află la o distanță de 4 mm de senzor, curentul este de numai 1 mA.

Curentul senzorului este convertit în tensiune de către R1. Această tensiune se aplică la intrarea neinversoare a triggerului Schmitt IC2. De fapt, histerezisul fiind mic, IC2 funcționează mai curând ca un comparator care compară tensiunea de pe R1 cu cea de pe R3. Când obiectul se află în interiorul limitei de proximitate a senzorului, de 5 mm, tensiunea pe R3 este mai mare decât cea de pe R1, deci ieșirea lui IC2 devine „1" logic.

Tensiunea pe R3 depinde, bineînțeles, de tensiunea de alimentare, dar, pentru domeniul tensiunilor de alimentare menționat în schemă, ea este întotdeauna mai mare decât căderea minimă de tensiune pe R1, și întotdeauna mai mică decât căderea maximă de tensiune pe R1. Aceasta garantează comutarea corectă a lui IC2 în toate situațiile.

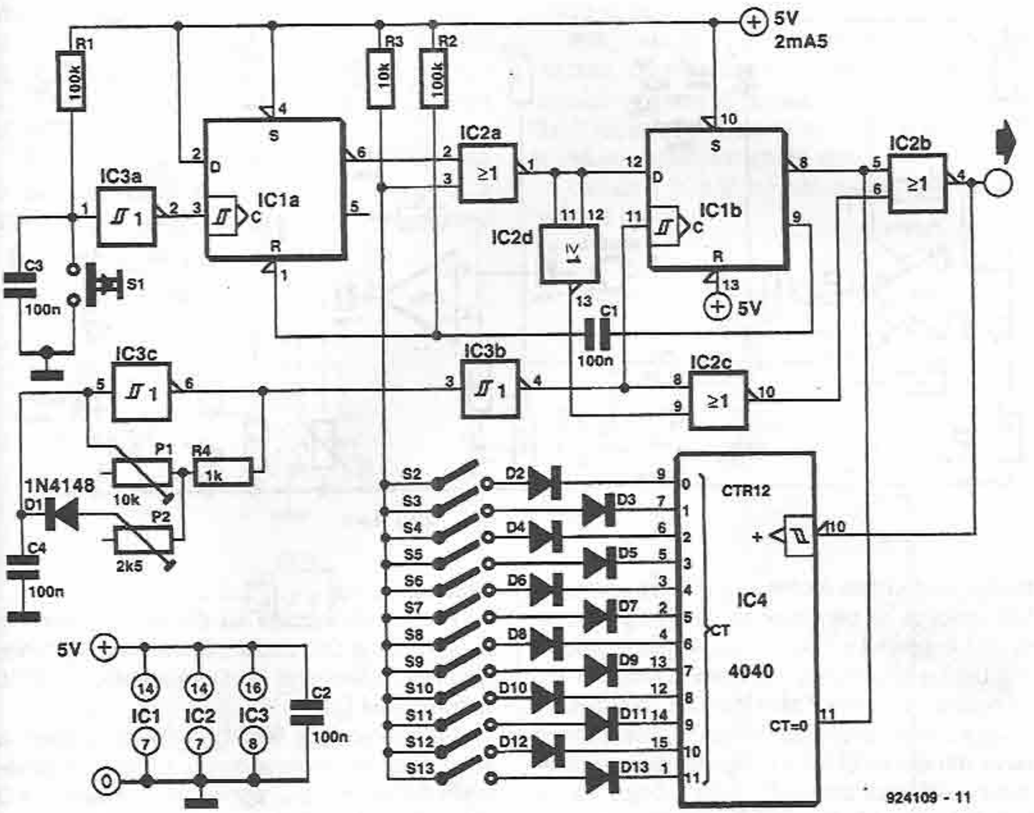
Singura mărime afectată de tensiunea de alimentare este tensiunea de ieșire a circuitului.

Senzorul este de tipul IFR10-82-01 produs de Baumer Electric. Are diametrul de 10 mm și lungimea de 5 mm.

179 *Generator de impulsuri*

Acest generator de impulsuri poate furniza până la 12 impulsuri de ieșire, în funcție de pozițiile comutatoarelor hexazecimale S2 ÷ S13.

Impulsurile (dreptunghiulare) sunt generate de IC3c; cu valorile din figură, frecvența lor de repetiție este de câtiva kHz.



Semnalul de la ieșirea oscilatorului se aplică pe una dintre intrările porții SAU-NU IC2c, prin bufferul inversor IC3b.

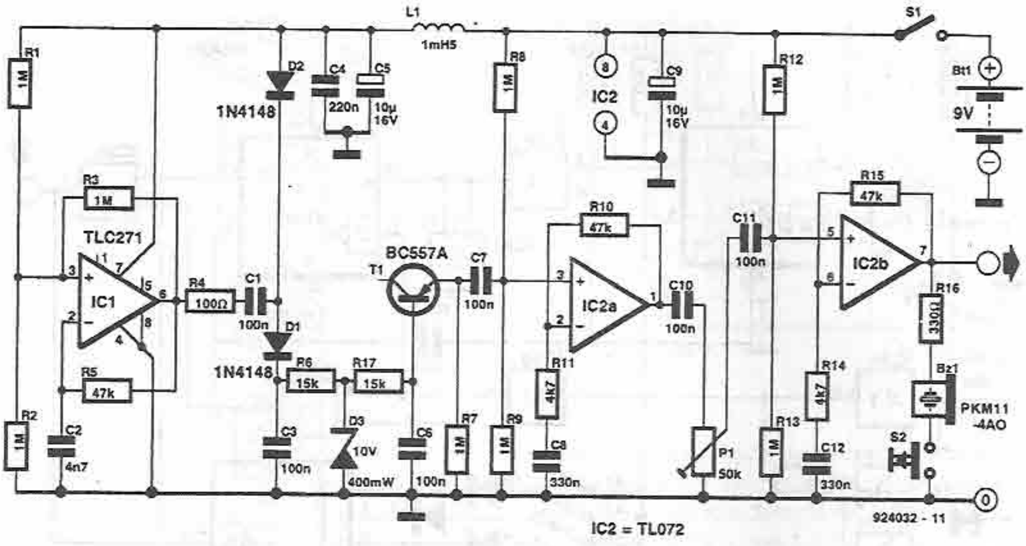
Când se acționează comutatorul S1, bistabilul IC1a primește un impuls de tact și, ca urmare, se aplică un „1" logic pe intrarea D (pinul 12) a lui IC1b, prin IC2a. Cealaltă intrare a lui IC2a este în „0", deoarece numărătorul IC3 este dezactivat prin intrarea sa de reset. La următorul front crescător al impulsului de tact, bistabilul este trecut în „1", astfel încât IC3, și, prin IC2b, ieșirea de impulsuri, sunt validate.

Când numărul prestabilit de impulsuri a fost generat la ieșire, punctul de conexiune R3-S2 trece în „1", la care ieșirea lui IC2a trece în „0" iar IC1b transferă un „0" logic de la intrarea sa D la pinul 9 (ieșirea $\overline{Q}$). IC2a este resetat prin intermediul lui C1, astfel încât S1 să poată fi acționat din nou, iar numărătorul este resetat prin pinul 8 al lui IC1b (ieșirea Q). De asemenea, pinul 8 dezactivează poarta IC2b, astfel încât la ieșire nu mai pot să apară noi impulsuri.

Generatorul absoarbe un curent de numai 2,5 mA.

180 *Generator de zgomot*

Generatoarele de zgomot se folosesc pentru măsurarea zgomotului propriu al amplificatoarelor și receptoarelor și pentru unele măsurări acustice. Zgomotul în generatoarele clasice de zgomot de joasă frecvență se bazează pe proprietățile stochastice ale unui curent ionic



rezultat dintr-o descărcare în gaze. Se poate, totuși, concepe un generator simplu de zgomot, fără un tub special cu descărcare în gaze: joncțiunea bază-emitor invers polarizată a unui tranzistor bipolar este o alternativă ieftină și compactă.

În schema circuitului, tensiunea de zgomot se ia din emitorul lui T1. Joncțiunea bază-emitor a acestui tranzistor pnp începe să se comporte ca o diodă cu străpungere la o polarizare inversă de circa 9 V, dar începe **cu adevărat** să genereze zgomot la 10 V.

Pentru a se asigura funcționarea satisfăcătoare a circuitului cu alimentare de la o baterie de 9 V, se folosește un generator ridicător, bazat pe IC1. Acest etaj dă la ieșire o tensiune dreptunghiulară cu frecvența de aproximativ 2750 Hz.

Pompa de sarcină cu diode, constând din C1, C3, D1 și D2, dublează tensiunea bateriei, rezultând o tensiune continuă stabilă, de 10 V, la bornele lui D3.

Filtrul trece-jos R17-C6 împiedică apariția armonicilor semnalului dreptunghiular al generatorului în spectrul zgomotului. Fiecare AO din IC2 amplifică de zece ori tensiunea de zgomot din gama de frecvență de la 10 Hz la 300 kHz. Amplitudinea tensiunii de ieșire se poate ajusta cu P1. Semnalul de zgomot se poate testa cu buzerul de c.a., prin închiderea lui S2.

Alimentat dintr-o baterie nouă de 9 V, circuitul consumă un curent de 5 ÷ 6 mA.

181 *Generator de secvențe digitale*

În timpul construirii și testării circuitelor digitale, de multe ori apare nevoia unor secvențe de biți precis definite. Generatorul descris aici utilizează un EPROM pentru a memora biții de informație ai secvenței dorite. La apăsarea lui S1 se generează o dată secvența: se pot genera simultan șapte secvențe diferite. A opta ieșire de date a EPROM-ului se folosește pentru marcarea sfârșitului secvenței.

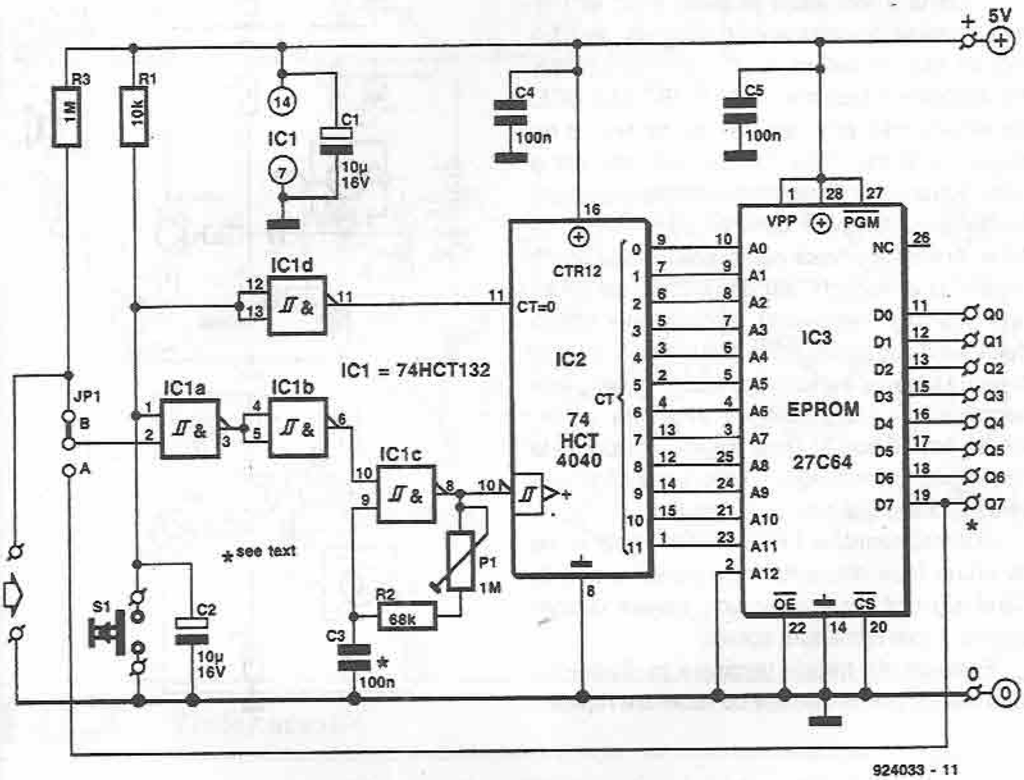
La apăsarea lui S1, poarta IC1d realizează resetarea numărătorului de adrese IC2. Poarta IC1c, care este conectată la intrarea numărătorului de adrese, funcționează ca oscilator start - stop comandat de două porți ȘI-NU. Porțile au rolul de a menține dezactivat oscilatorul până la eliberarea comutatorului. Abia atunci se aplică

impulsurile la intrarea numărătorului de adrese. Gama de frecvențe de tact poate fi variată după cerințele concrete, prin modificarea valorii lui C3. Cu valorile din schemă, frecvența se poate regla, cu P1, între 15 Hz și 150 Hz.

În timpul generării unei secvențe de biți, linia de date D7 trebuie să fie în „1" logic. La sfârșitul secvenței, linia trece în „0", rezultând blocarea generatorului de tact.

Lungimea maximă a unei secvențe de biți obținute cu circuitul prezentat este de 8191 impulsuri de tact (8 x 1024 – 1 impuls de stop). Dacă legătura JP1 se face în poziția B, poate fi folosit un impuls extern de stop.

Circuitul absoarbe un curent de aproximativ 8 mA.



182 *Tester acustic de tranzistoare*

Testerul nu dispune de elemente de control al funcționării și consumă curent doar atunci când sună difuzorul.

Include trei oscilatoare care comandă un difuzor comun prin bufferele conectate ca poartă SAU. Fiecare oscilator constă dintr-un tranzistor montat permanent și tranzistorul de testat (TDT). Frecvența oscilatorului depinde de constanta de timp a rețelei RC aferente lui (R5C2, R11C4 sau R15C5) și de amplificarea în curent a TDT. Secțiunile npn și pnp sunt practic identice, dar, bineînțeles, liniile de alimentare au fost

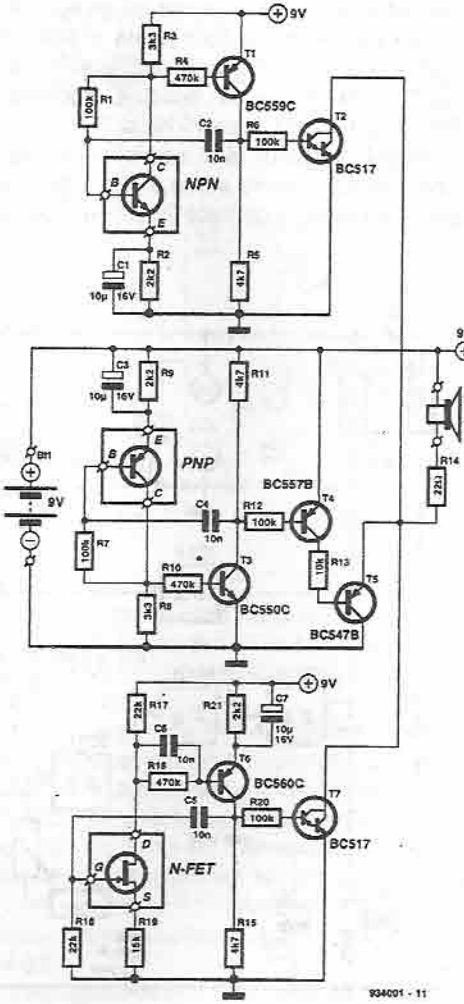
inversate. Etajele buffer prezintă mici diferențe, pentru ca difuzorul să rămână conectat corect.

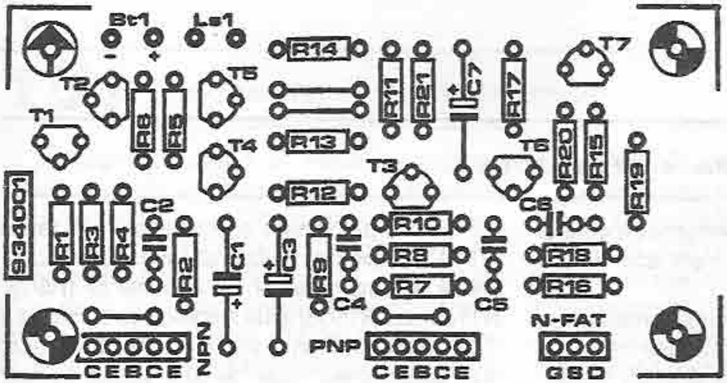
Etajul pentru testarea FET-urilor cu canal n este derivat din structura schemei cu tranzistor npn. În funcționare, grila trebuie să fie negativă în raport cu sursa. Tranzistoarele T1, T3 și T6 trebuie să fie cu factori mari de amplificare, pentru a evita ca TDT-urile cu factori mici de amplificare să fie apreciate ca nefuncționale.

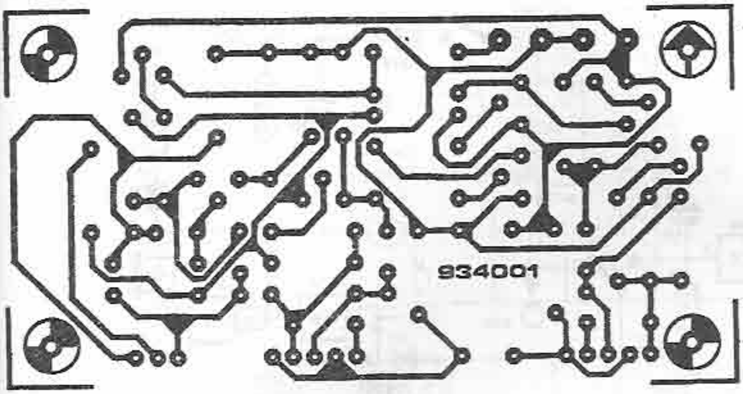
Testerul a fost astfel proiectat încât să permită testarea tranzistoarelor necunoscute fără nici un risc de defectare. Configurația pinilor tranzistoarelor bipolare poate fi EBC sau BCE. Se recomandă, prin urmare, fire de test în ordinea EBCE sau chiar CEBCE (atât pnp cât și npn). Tranzistorul de testat se conectează cu pinii la diferite borne, până când difuzorul începe să sune. Aceasta nu arată numai configurația terminalelor, ci dovedește clar dacă TDT este de tip npn sau pnp. Frecvența tonului emis indică dacă emitorul și colectorul au fost conectați corect. Dacă nu au fost, câștigul în curent este aproximativ unitar, astfel că frecvența oscilatorului este ridicată. Dacă se inversează cele două conexiuni, câștigul în curent crește și frecvența oscilatorului este mai coborâtă.

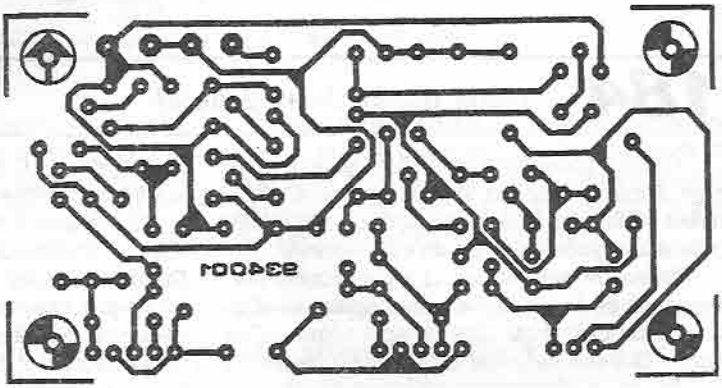
Datorită simetriei FET-urilor cu canal n, nu se poate face diferența între sursă și drenă. Când difuzorul sună, acest lucru înseamnă doar că grila a fost conectată corect.

Firele de test trebuie terminate cu cleme-crocodil sau cu borne elastice cu eliberare rapidă.









183 *Tester acustic*

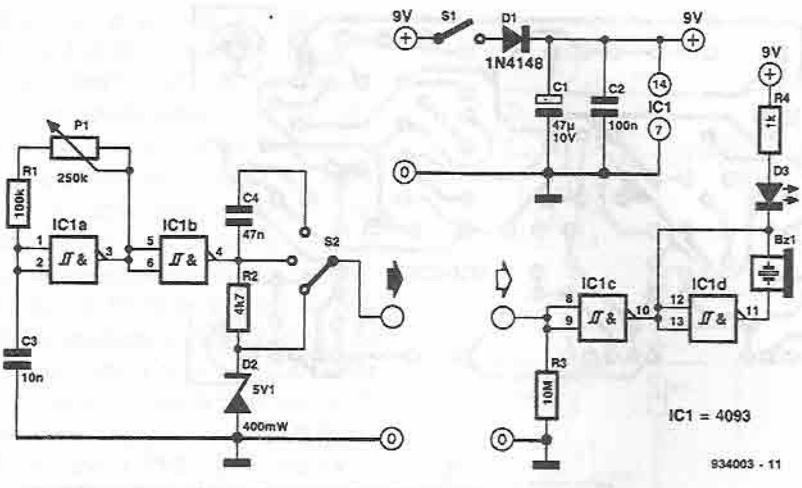
Un circuit pentru testarea directă a unui circuit audio, TTL sau CMOS, este întotdeauna util.

Un oscilator simplu, bazat pe IC1a, generează o frecvență ce se poate regla între 500 Hz și 1,5 kHz, cu P1. Înainte de a fi gata pentru utilizare, acesta este trecut prin etajul tampon IC1b.

Comutatorul S2 servește pentru adaptarea semnalului la echipamentul testat. Cu comutatorul în poziția de sus, testerul poate fi folosit pentru circuite audio; în poziția centrală, pentru circuite CMOS; iar în poziția de jos, pentru circuite TTL (numai tipurile HC sau HCT, nu și TTL standard sau LS2). Dacă este necesară testarea circuitelor de tip LS2, valoarea lui R2 trebuie redusă la 1 kΩ. CI 4093 nu furnizează curent suficient pentru testarea circuitelor logice TTL standard.

Semnalul de ieșire al sondei, care se folosește pentru verificarea diferitelor puncte din echipamentul testat, se aplică la intrarea lui IC1c. Dacă semnalul există, LED-ul luminează iar buzerul emite un sunet.

Testerul se poate alimenta dintr-o baterie de 9 V sau de la un adaptor de rețea de 9 V. S-ar putea obține tensiunea de alimentare și din echipamentul testat. Testerul consumă un curent de circa 11 mA.

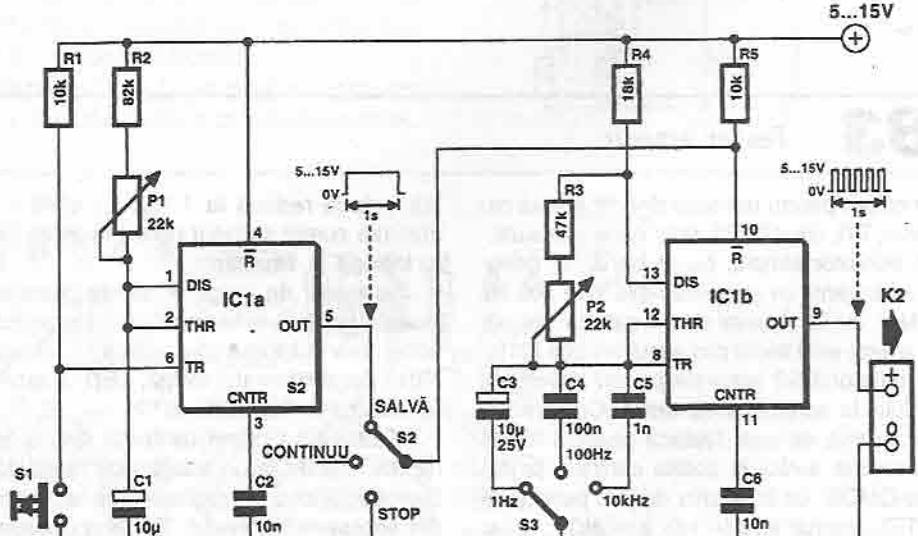


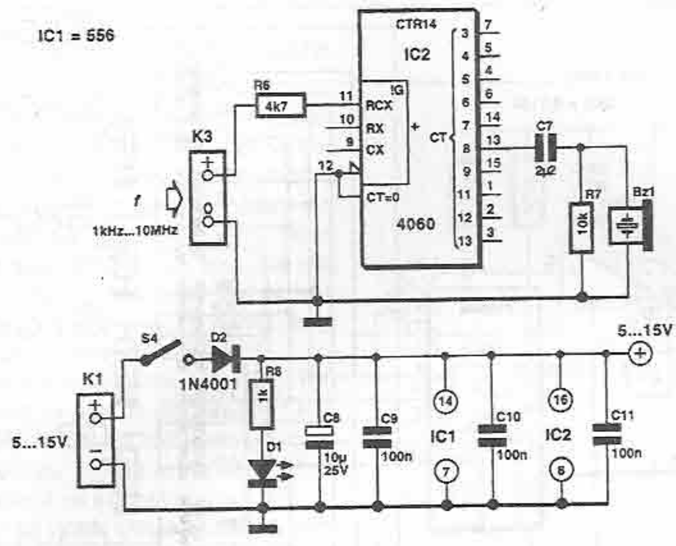
184 *Tester digital de uz general*

Testerul poate nu numai să detecteze semnale dreptunghiulare, ci și să le genereze. Semnalele de test pot fi generate continuu sau pentru o durată reglabilă, după cum este necesar.

Partea de detecție are la bază circuitul IC2. Semnalul de la intrarea K3 este aplicat lui IC2, unde este divizat cu 1024, și apoi comandă un buzer. Buzerul va emite un sunet cu frecvența între 1 Hz și 10 kHz dacă semnalul de intrare are frecvența între 1 kHz și, respectiv, 10 MHz.

Generatorul este format din monostabilul IC1a și oscilatorul cu frecvență reglabilă IC1b. Durata impulsului monostabilului se poate ajusta cu P1 până la maximum 1 s. Monostabilul este declanșat la apăsarea butonului cu revenire S1. Comutatorul rotativ S2 servește pentru selec-





tarea semnalului de ieșire: continuu sau salvă; în a treia poziție, semnalul de ieșire este nul.

Oscilatorul funcționează pe trei domenii, selectate cu S3: 1 Hz, 100 Hz, 10 kHz. Frecvența dorită se reglează cu P2. Semnalul selectat se obține la mufa K2.

Deși testerul poate fi alimentat de la o baterie de 9 V, el este prevăzut și pentru alimentare de la o sursă externă de 5 ÷ 15 V. Dioda D1 indică prezența alimentării. S4 este comutatorul pornit / oprit. Testerul consumă circa 50 mA.

185 Generator de semnal dreptunghiular multifază

Generatorul constă în principal din două părți distincte. Un oscilator de undă dreptunghiulară, realizat cu IC1, generează două semnale care pot fi defazate între ele cu 0° până la 360°. Frecvența semnalului la o tensiune de alimentare de 5 V este de aproximativ 1 kHz, iar cu o alimentare de 12 V, de circa 1,4 kHz.

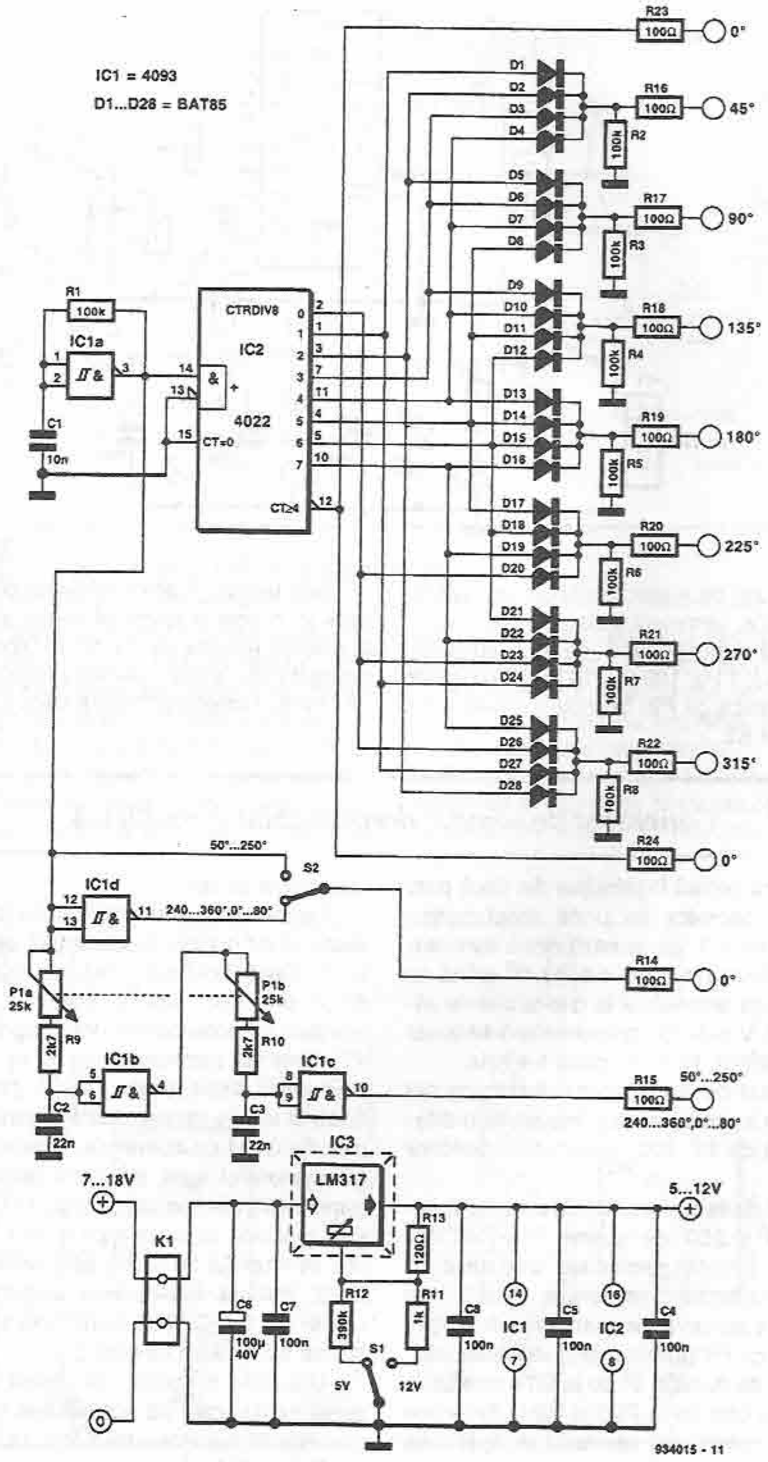
Etajul bazat pe numărătorul-divizor cu opt IC2 furnizează opt semnale, fiecare la o diferență de fază de 45° față de semnalul anterior sau următor.

Semnalul de la ieșirea lui IC1a poate fi defazat între 50° și 250° de rețelele P1a-R9-C2 și P1b-R10-C3. Întrucât semnalele cu defazaj 0° se pot inversa (rezultând un defazaj de 180°), cu IC1d și S2, se acoperă de asemenea domeniul 240° ÷ 180°, cu P1 (trecând prin valoarea 360° = 0°). Ieșirea de defazaj 0° de la R14 nu trebuie confundată cu cele de la R23 și R24, deoarece (IC2 fiind divizor cu opt) semnalul de la R14 va diferi de celelalte două, în frecvență, printr-un factor egal cu opt.

Fiecare stare a numărătorului IC2 se obține atunci când ieșirea asociată (din cele opt) trece în „1". Dacă ciclul de numărare este considerat drept un cerc (360°), fiecare stare a numărătorului corespunde unui unghi de fază de 45°. Cele opt semnale de ieșire se obțin conectând patru dintre ieșirile lui IC2, printr-o poartă SAU, la ieșirile generatorului, pentru fiecare nou pas din ciclul de numărare. În acest fel, ieșirile generatorului sunt semnale dreptunghiulare (raportul impuls / pauză egal cu 1:1). Porțile SAU sunt realizate cu diodele D1 ÷ D28. Pentru crearea semnalului de 0° nu este necesară poarta SAU, întrucât acesta este asigurat la ieșirea CARRY a lui IC2 (CT ≥ 4), care este „1" când starea numărătorului este ≥ 4.

Utilizările circuitului se extind prin introducerea lui S1, care dă posibilitatea comutării tensiunii de alimentare între 5 V și 12 V.

Curentul absorbit de generator este neglijabil.



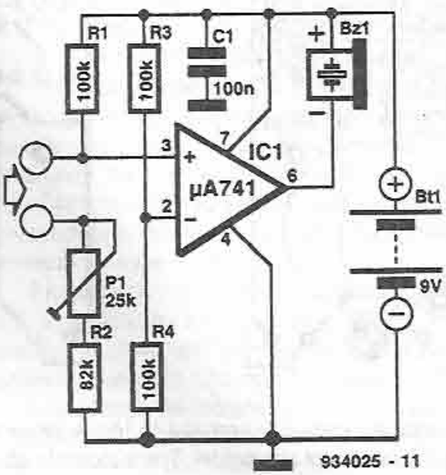
IC1 = 4093
D1...D28 = BAT85
R1
100k
IC1a
C1
10n
IC2
CTRDIV8
4022
CT=0
CT≥4
R23
100Ω
0°
R16
45°
R17
90°
R18
135°
R19
180°
R20
225°
R21
270°
R22
315°
R24
R14
R15
50°...250°
240...360°,0°...80°
S2
IC1d
IC1b
IC1c
P1a
25k
P1b
R9
R10
2k7
C2
C3
22n
IC3
LM317
7...18V
5...12V
K1
C6
100µ
40V
C7
100n
R13
120Ω
R12
390k
R11
1k
S1
5V
12V
C8
C5
C4
IC1
IC2
934015 - 11

186 *Tester de continuitate*

Testerul de continuitate are la bază respectabilul µA741, folosit aici drept comparator ce comandă la ieșire un buzer. Intrarea inversoare (–) se află la un potențial egal cu jumătate din tensiunea de alimentare, creat cu R3 și R4. Când potențialul intrării neinversoare (+) este mai mic decât cel al intrării negative, aceasta fiind situația dacă rezistența dintre cele două borne este suficient de mică, buzerul este activat.

Cu valorile specificate pentru R1, R2 și P1, sensibilitatea testerului este de aproximativ 1 kΩ. Circuitul se reglează conectând un rezistor de 1 kΩ între bornele de intrare și ajustând P1 la limita la care buzerul se activează.

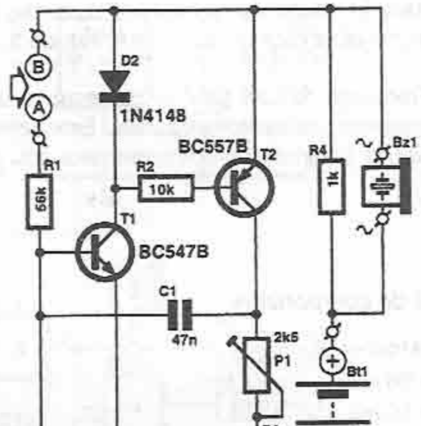
Sensibilitatea sa poate crește la 100 Ω micșorând de zece ori valorile lui R1, R2 și P1. În acest caz, circuitul consumă un curent ceva mai mare (2,5 mA în loc de 2 mA).



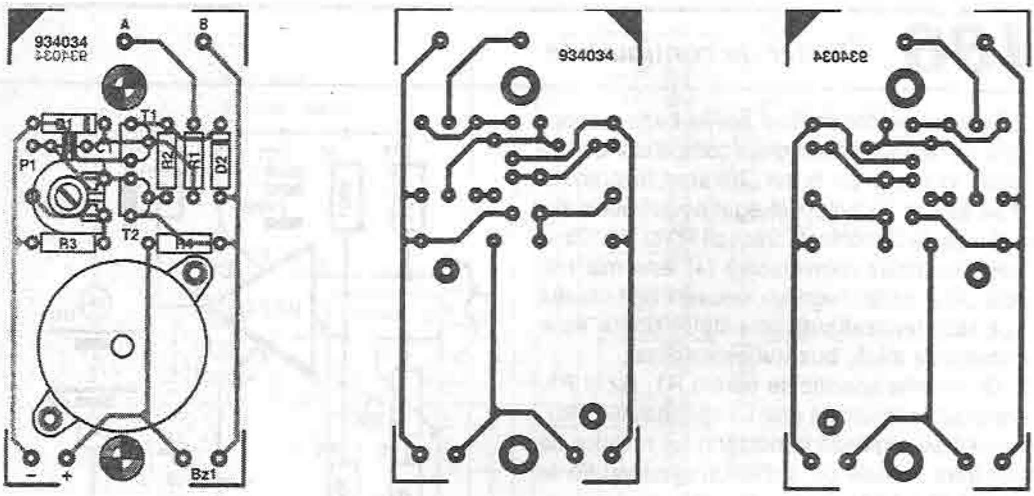
187 *Tester acustic de continuitate*

Indiferent care ar fi ultimele tendințe în domeniul multimetrelor digitale, nici un atelier de electronică nu este complet fără un tester de continuitate, pentru verificarea rapidă și sigură a conexiunilor, componentelor și traseelor de circuit imprimat. Micul instrument discutat aici este un tester acustic de continuitate a cărui frecvență de ieșire este determinată de rezistența măsurată. Mic și extrem de simplu de folosit, testerul vă permite să vă concentrați asupra conexiunilor pe care doriți să le examinați, în loc să urmăriți indicația unui LED, a unui afișaj sau a unui instrument cu bobină mobilă. Așadar, folosirea testerului de continuitate presupune să ascultați în timp ce „sondați" prin circuitul investigat.

Schema circuitului prezintă un oscilator cu două tranzistoare, a cărui frecvență de ieșire este funcție de rezistența măsurată între bornele de intrare, A și B. Elementul de reacție al oscilatorului este constituit de condensatorul C1. Dioda D1 și joncțiunea bază-emitor a lui T1 asigură inversarea lină a sarcinii acumulate de C1, fără crearea unui divizor de tensiune cu rezistorul din bază R1. Rezistența de colector pentru T1



este formată de D2, care asigură o amplificare stabilă, în ciuda scăderii tensiunii bateriei. Distorsiunile introduse de acest aranjament au impli-



cații reduse, întrucât semnalul la ieșire oricum nu ar fi fost perfect sinusoidal. Tranzistoarele absorb cea mai mare parte a curentului de alimentare printr-un buzer piezo, și astfel generează un ton audibil.

Se folosește o combinație între un tranzistor pnp și unul npn pentru a nu avea consum atunci când bornele de test nu sunt conectate. Astfel se elimină comutatorul pentru cuplarea alimentării. În funcție de reglajul lui P1, consumul circuitului activ este un curent modest, de 3 ÷ 5 mA.

Frecvența tonului produs de tester scade cu creșterea rezistenței măsurate. Este practic imposibilă deteriorarea componentelor sau conexiunilor cu acest tester, deoarece diferența de potențial dintre bornele de intrare este de aproximativ 8 V, iar curentul maxim de circa 50 µA.

Potențiometrul semireglabil P1 se reglează astfel încât să se obțină un ton plăcut cu bornele de intrare scurtcircuitate. Conectați apoi un rezistor de 22 kΩ, la care frecvența va trebui să scadă considerabil.

Placa de circuit imprimat complet echipată se montează într-o carcasă tip sondă, împreună cu bateria de 9 V (PP3). Intrarea „A" se conectează la un vârf rigid care iese prin partea frontală a carcasei, în timp ce „B" se leagă la un fir roșu, flexibil, prevăzut cu o clemă crocodil izolată.

Listă de componente

Rezistoare:

R1 = 56 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 100 Ω
R4 = 1 kΩ
P1 = 2,5 k, semireglabil tip H

Condensatoare:

C1 = 47 nF

Semiconductoare:

D1, D2 = 1N4148
T1 = BC547B
T2 = BC557B

Diverse:

Bz1 = buzer piezoceramic pasiv, de c.a.
Bt1 = baterie de 9 V (PP3) cu terminale prin contact
Casetă sondă, de exemplu tip Conrad 52.68.86-66

188 *Tester de nivele logice*

Testerul indică, pe un afişaj cu şapte segmente cu catod comun, dacă intrarea sa se află la nivel logic „1“ (un H pe afişaj) sau la nivel logic „0“ (un L pe afişaj). În cazul unui nivel nedefinit se va afişa un „n“. Când intrarea este în „0“, T1 se blochează, iar T2 şi T3 conduc. Rezultă un nivel „1“ pe ieşirea lui IC1a şi „0“ pe cea a lui IC1b, prin urmare segmentul „d“ va fi aprins. Împreună cu segmentele deja activate, „e“ şi „f“, aceasta duce la afişarea unui „L“.

Când intrarea este în „1“, T1 este saturat iar T2 şi T3 sunt blocate. Ieşirea lui IC1a devine „0“, iar cea a lui IC1b devine „1“. Pe lângă segmentele „e“ şi „f“, deja aprinse, se vor aprinde „b“, „c“ şi „g“, ceea ce duce la afişarea unui „H“.

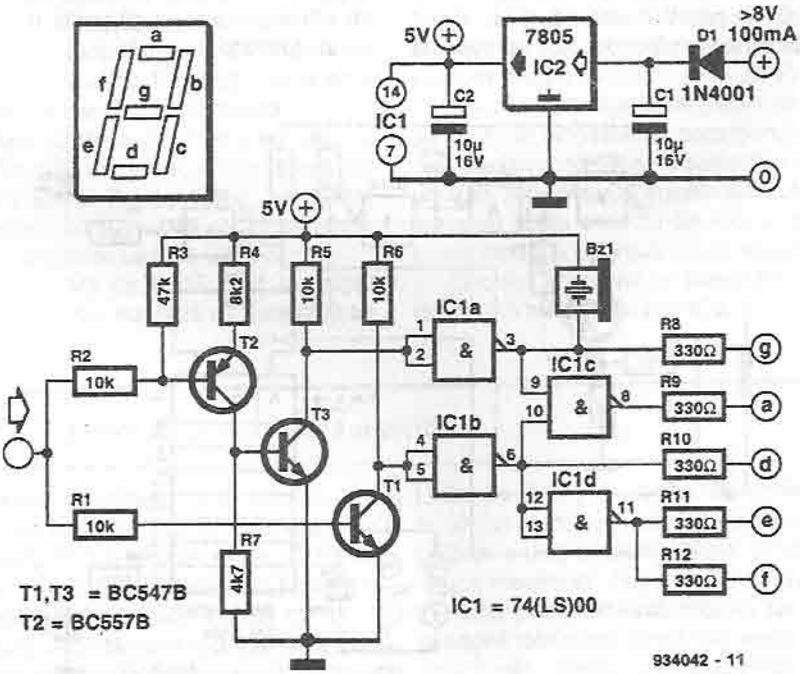
Când intrarea se află în stare nedefinită, sau este neconectată, toate tranzistoarele sunt în conducţie (datorită lui R1, R2 şi R3). Ieşirile lui IC1a şi IC1b sunt ambele în „1“, determinând aprinderea lui „a“, „b“ şi „c“ alături de „e“ şi „f“; simbolul afişat este un „n“ (nedefinit).

Buzerul nu este necesar, ci doar util: poate fi, astfel, omis. Dacă se foloseşte totuşi, va trebui să aibă oscilatorul încorporat.

Tipul componentelor nu este critic. Se poate folosi orice tip de display cu şapte segmente, cu catod comun. IC1 poate fi 7400 standard, sau versiunea lui LS, sau varianta cu colector în gol, 7401; tipurile HC şi HCT sunt mai puţin recomandabile, deoarece nu furnizează curentul necesar la ieşire.

Pragurile de comutare ale testerului sunt 1 V şi 3 V, aşadar nu sunt valorile standard, dar în practică se dovedesc acceptabile. Pragul de 3 V poate fi redus puţin prin mărirea rezistenţei R4.

Impedanţa de intrare a testerului este de 5 kΩ, astfel încât acesta nu afectează circuitul testat. Curentul consumat de tester este determinat de tipul de afişaj: în cazul prototipului, a fost de circa 60 mA.



189 *Sondă de test multifuncțională*

Realizat cu numai două CI, circuitul poate efectua trei funcții de testare, selectate prin comutatorul S1.

Circuitul are la bază un generator de tact, IC1a-1c, care furnizează un semnal dreptunghiular cu frecvența de 3 Hz.

Cu S1 în poziția A, T1 aplică impulsurile de tact sondei. Etajul buffer folosit poate debita un curent de maxim 100 mA prin rezistroul de limitare R7. În practică, acest lucru înseamnă că sonda poate injecta semnalul de 3 Hz în orice circuit digital, trecând peste stările logice impuse acolo de ieșirile de CI digitale. Doar scurtcircuitele pot cauza dispariția semnalului și sonda poate, prin urmare, să le detecteze rapid. Acesta este, totuși, un test destul de primitiv, deoarece presupune ca testerul să scurtcircuiteze toate ieșirile conectate la traseul care se examinează, pe câtă vreme fabricanții permit acest lucru pentru o singură ieșire la un moment dat.

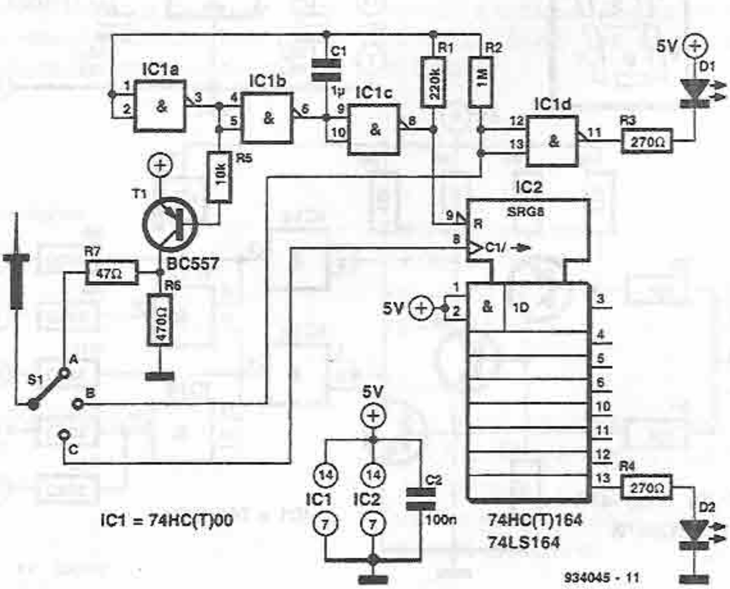
Cu S1 în poziția B, testerul poate detecta nivele logice. Când sonda nu este conectată nicăieri, tactul este prezent la intrarea lui IC1d, astfel încât D1 va pâlpâi în ritmul de 3 Hz. Când se aplică un nivel logic sondei, acesta suprimă semnalul de tact; dacă nivelul este „0", LED-ul rămâne stins; dacă nivelul este „1", LED-ul luminează continuu.

Pragurile de comutare ale lui IC1 se află la circa 1/2 și 2/3 din tensiunea de alimentare, ceea ce este convenabil pentru seria CMOS4000 și familia HCT. Se pot folosi CI TTL standard, LS și HCT, dar atunci pragurile nu vor fi cele optime.

Testerul poate funcționa cu semnale de intrare de frecvențe până la 30 ÷ 40 MHz.

Cu S1 în poziția C, semnalul de intrare este aplicat pe intrarea de tact a registrului de deplasare IC2. După opt impulsuri primite la intrarea sondei, nivelul „1", care este prezent permanent pe intrările A și B ale lui IC2, ajunge la ieșirea Q_H, astfel că LED-ul D2 luminează. Întrucât IC2 este resetat în mod constant de către semnalul de 3 Hz, LED-ul pâlpâie atâta timp cât există un semnal de tact la intrarea sondei, cu condiția ca frecvența acestuia să nu fie mai mare de 25 MHz.

Circuitul consumă un curent de 10 mA, atunci când pâlpâie ambele LED-uri. Pentru ca generatorul de impulsuri să funcționeze corect, sursa de alimentare trebuie să poată debita un curent de aproximativ 100 mA.



190 Generator de semnale triunghiulare

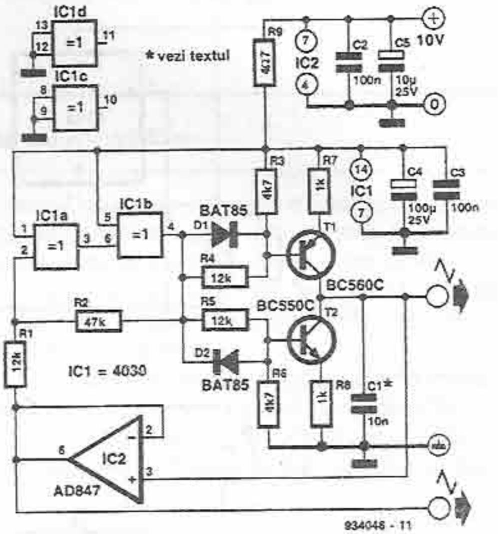
Modulatoarele de impulsuri în durată necesită un semnal perfect triunghiular, adică unul absolut simetric, cu pante liniare. Orice deviație de la acestea produce distorsiuni.

Schema este cea a oscilatorului dreptunghiular-triunghiular obișnuit. Un trigger Schmitt convertește o undă triunghiulară într-una dreptunghiulară, folosită pentru a încărca și descărca neîntrerupt un condensator prin surse de curent. Sursa de curent pozitiv T1 asigură încărcarea, iar sursa de curent negativ T2 descărcarea. Triggerul Schmitt este format din porțile SAU-EXCL IC1a și IC1b, conectate ca inversoare. Celelalte porți ale lui IC1 care nu au fost folosite aici sunt disponibile, spre exemplu, pentru un modulator de impulsuri în durată. Rezistoarele R1 și R2 determină histerezisul convertorului.

Ieșirea triggerului comandă alternativ în conducție pe T1 și T2. Dacă ieșirea lui IC1b este în „1", conduce T2; dacă este în „0", este adus în conducție T1. Rezistoarele R3 și R4 asigură o tensiune constantă în baza lui T1, și deci o tensiune constantă pe rezistorul din emitor, R7, atunci când ieșirea lui IC1b este în „0" logic. Aceasta determină încărcarea lui C1, prin T1, la curent constant. Dioda D1 asigură blocarea rapidă a lui T1. Tranzistorul T2 funcționează similar, însă atunci când ieșirea lui IC1b este în „1".

Amplitudinea semnalului dreptunghiular nu trebuie să fie mai mare decât tensiunea de bază a lui T1 și T2. Presupunând o tensiune de alimentare de 10 V, rezultă că amplitudinea semnalului triunghiular va fi de 2,5 Vvv.

IC2 este un AO de bună calitate, rapid (200 V / µs), care funcționează ca tampon între



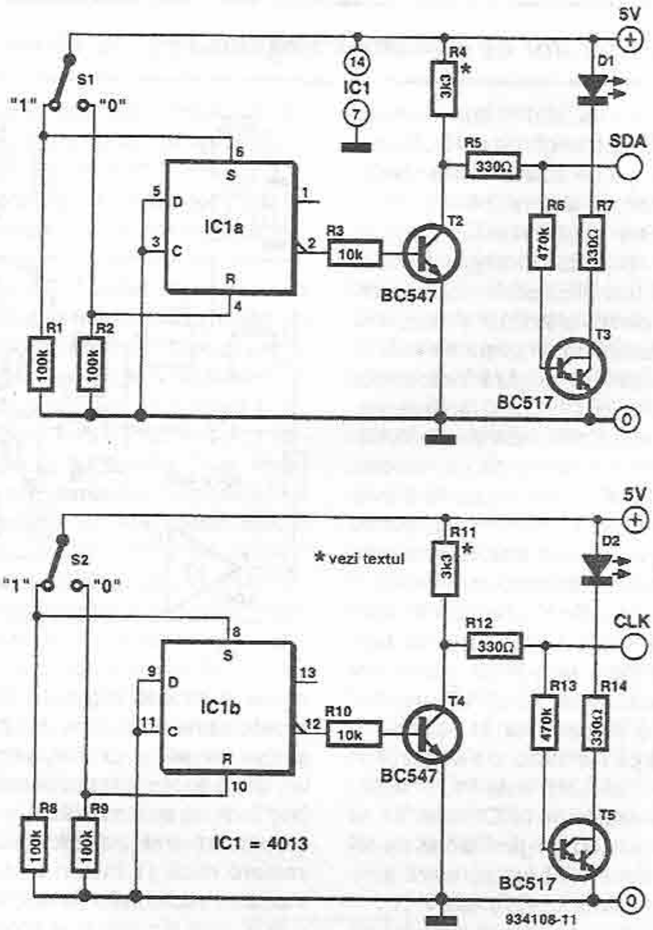
ieșirea și intrarea triggerului Schmitt. Având parametri foarte buni, el nu are practic nici un efect asupra formei și calității semnalului triunghiular. Dacă este necesar, simetria semnalului triunghiular se poate corecta în mică măsură prin conectarea unui potențiometru semireglabil de valoare mică (1 kΩ) în serie cu R3 sau R6. Valoarea rezistorului fix respectiv se va reduce cu jumătate din valoarea potențiometrului.

Circuitul poate genera semnale cu frecvențe până la 300 kHz. Cu valorile din schemă, frecvența de ieșire este de 38 kHz. Frecvența se poate modifica schimbând valoarea lui C1.

Circuitul absoarbe un curent de circa 8 mA, din care 5 mA circulă prin IC2.

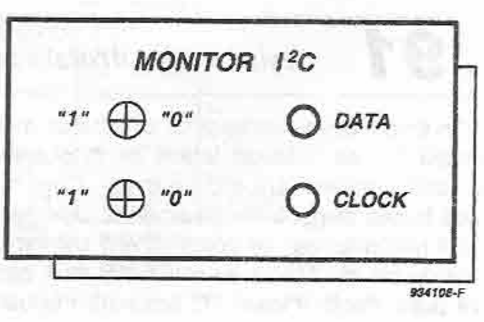
191 Ieșire I^2C controlată manual

În timpul experimentelor cu circuite cu magistrală I^2C, se întâmplă uneori ca magistrala să cadă, aparent fără nici un motiv. Cum nu toată lumea dispune de un analizor logic, circuitul prezentat aici se poate dovedi util într-o serie de situații. Acesta nu e nici mai mult, nici mai puțin, decât o ieșire I^2C acționată manual. Liniile de date și de tact sunt trecute în „1" sau în „0" cu ajutorul a două comutatoare. Două LED-uri indică nivelurile *reale*, exact cum sunt ele pe magistrală. Rețineți că, dacă circuitul cu I^2C este prevăzut cu facilitatea de detecție a depășirii perioadei limită (în mod normal de circa 1 ms), circuitul de față este inutil, deoarece



reacția manuală nu poate fi suficient de rapidă. Circuitul testat va „vedea" un circuit care nu răspunde și va încheia rutinele I²C. Circuitul de față constă din două secțiuni identice: una pentru linia de date (SDA) și cealaltă pentru tact (SCL). Un comutator cu două stări, S1 sau S2, și un bistabil, IC1a sau IC1b, produc un „1" sau un „0" logic. Prezența bistabilului este vitală, el suprimând vibrațiile contactelor, care, fără nici o îndoială, ar fi interpretate ca o secvență de impulsuri. Poziția comutatorului indică dacă se aplică magistralei un „1" sau un „0". Nivelul real de pe magistrală este indicat de D1 și D2. Acesta nu coincide în mod obligatoriu cu nivelul aplicat de circuitul nostru, pentru că magistrala are o structură open colector (colector în gol). Acesta este motivul pentru care bistabilele nu au fost conectate direct la magistrală, ci prin intermediul lui T2, respectiv T4.

Rezistoarele conectate la plusul alimentării, R4 și R11, trebuie să existe numai o dată pe magistrală, astfel că acestea pot fi omise în cazul



în care ele există deja altundeva.

Circuitul de față poate fi folosit și ca simplu monitor de magistrală I²C. Cu ambele comutatoare în poziția „1", magistrala nu va fi afectată și LED-urile vor indica dacă magistrala este activă. Este necesară multă activitate, deoarece o singură transmisie nu poate fi indicată cu un LED.

Curentul este determinat în principal de LED-uri și se ridică la circa 20 mA.

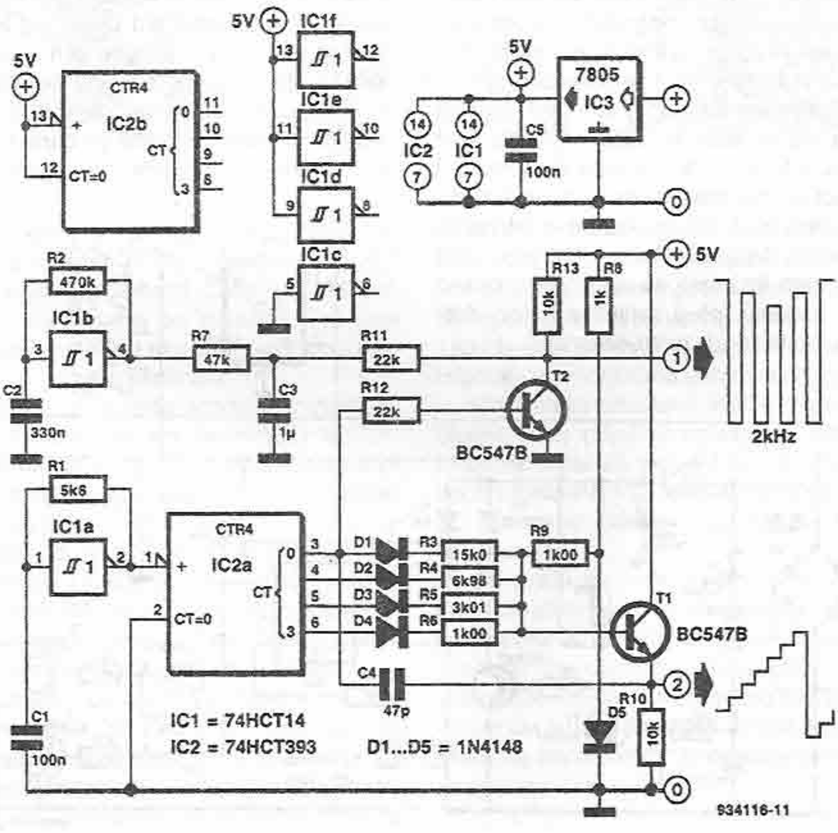
192 *Tester pentru osciloscopul cu memorie*

Testerul generează două semnale diferite pentru testarea unui osciloscop digital cu memorie. Primul este o tensiune în trepte pe care sunt suprapuse vârfuri de comutare; al doilea este un semnal dreptunghiular de 2 kHz peste care este suprapus un semnal analogic de 15 Hz.

Primul semnal indică rapid dacă osciloscopul elimină vârfurile în timpul procesării semnalului. Dacă da, atunci nu se poate avea încredere totală în măsurătorile efectuate. De asemenea, se poate utiliza pentru verificarea funcției de declanșare; dacă aceasta este de proastă calitate, nu se va descurca cu acest semnal.

Al doilea semnal indică dacă la o frecvență joasă impusă semnalele rămân clar vizibile (ar trebui să rămână).

Tensiunea în trepte este generată de oscilatorul IC1a și convertorul digital / analogic (DAC) – vezi schema. Convertorul constă din IC2, D1 ÷ D4, R3 ÷ R6 și R9. Semnalul este preluat prin



etajul tampon T1. Dioda D5 compensează tensiunea în polarizare directă a joncțiunii bază - emitor a lui T1. Vârfurile de tensiune sunt introduse de C4.

Al doilea semnal este produs prin comutarea lui T2 în ritmul semnalului de 2 kHz și modificarea tensiunii de colector cu semnalul generat de oscilatorul IC1b.

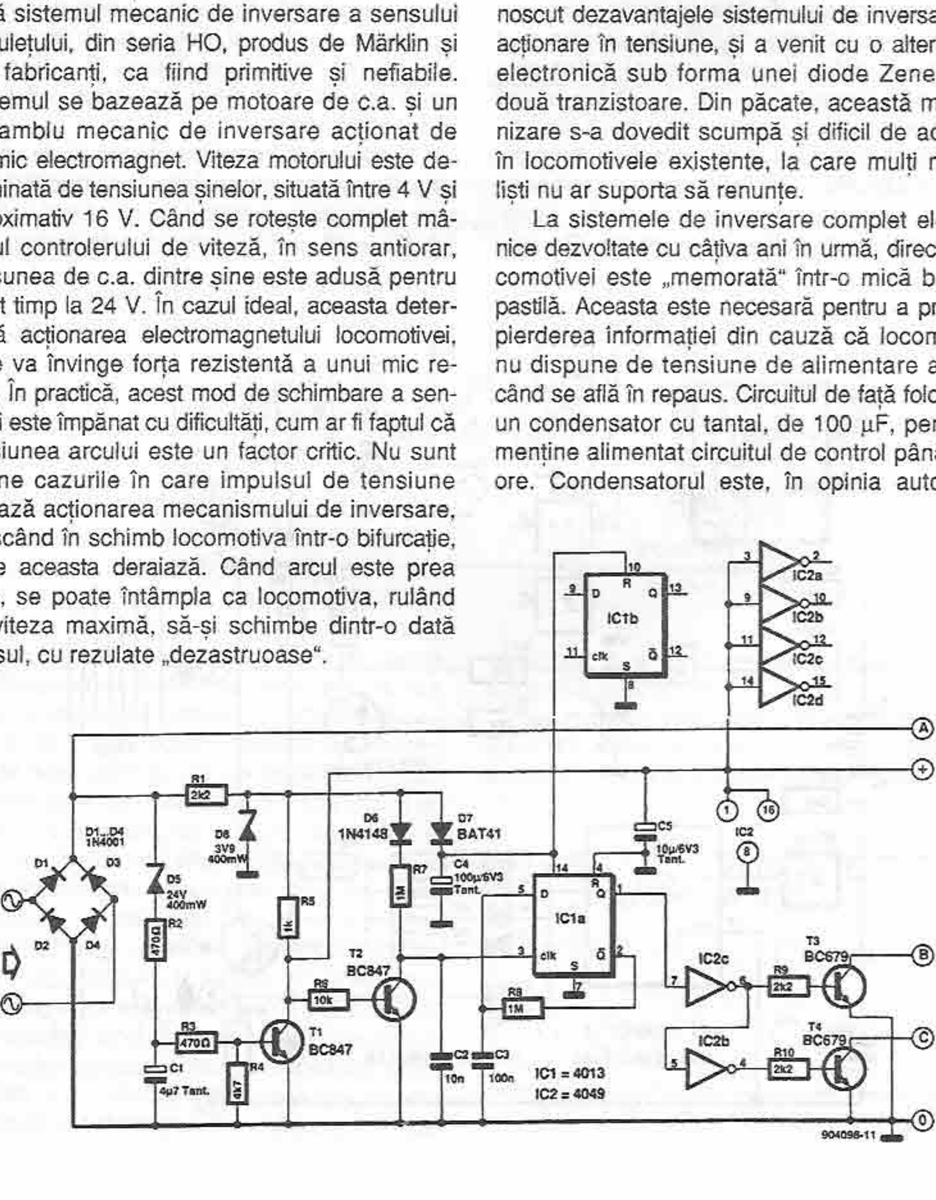
Circuitul necesită o tensiune de alimentare de 9 ÷ 15 V și absoarbe un curent de circa 50 mA.

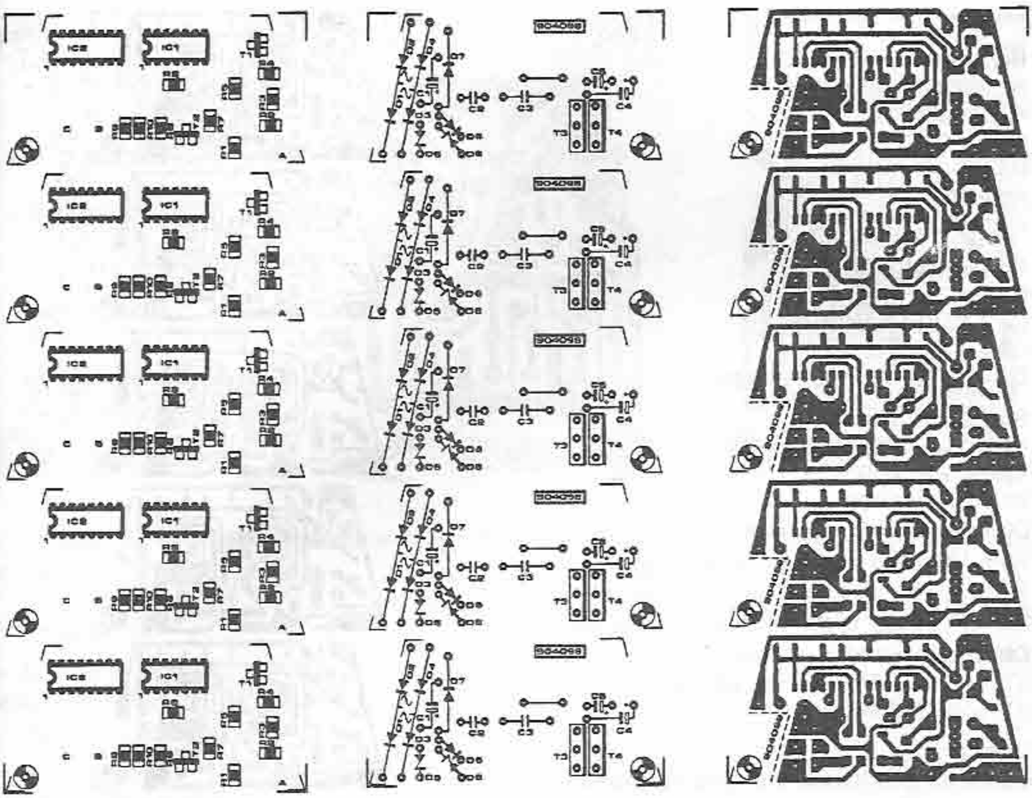
193 Inversare electronică a sensului la trenulețele electrice

Mulți pasionați ai trenulețelor electrice consideră sistemul mecanic de inversare a sensului trenulețului, din seria HO, produs de Märklin și alți fabricanți, ca fiind primitive și nefiabile. Sistemul se bazează pe motoare de c.a. și un ansamblu mecanic de inversare acționat de un mic electromagnet. Viteza motorului este determinată de tensiunea șinelor, situată între 4 V și aproximativ 16 V. Când se rotește complet mânerul controlerului de viteză, în sens antiorar, tensunea de c.a. dintre șine este adusă pentru scurt timp la 24 V. În cazul ideal, aceasta determină acționarea electromagnetului locomotivei, care va învinge forța rezistentă a unui mic resort. În practică, acest mod de schimbare a sensului este împănat cu dificultăți, cum ar fi faptul că tensiunea arcului este un factor critic. Nu sunt puține cazurile în care impulsul de tensiune ratează acționarea mecanismului de inversare, bruscând în schimb locomotiva într-o bifurcație, unde aceasta deraiază. Când arcul este prea slab, se poate întâmpla ca locomotiva, rulând cu viteza maximă, să-și schimbe dintr-o dată sensul, cu rezulate „dezastruoase".

Cam cu zece ani în urmă, Märklin a recunoscut dezavantajele sistemului de inversare cu acționare în tensiune, și a venit cu o alternativă electronică sub forma unei diode Zener și a două tranzistoare. Din păcate, această modernizare s-a dovedit scumpă și dificil de adaptat în locomotivele existente, la care mulți modeliști nu ar suporta să renunțe.

La sistemele de inversare complet electronice dezvoltate cu câțiva ani în urmă, direcția locomotivei este „memorată" într-o mică baterie pastilă. Aceasta este necesară pentru a preveni pierderea informației din cauză că locomotiva nu dispune de tensiune de alimentare atunci când se află în repaus. Circuitul de față folosește un condensator cu tantal, de 100 µF, pentru a menține alimentat circuitul de control până la 8 ore. Condensatorul este, în opinia autorului,





mult mai elegant și mai sigur, pentru spațiul în care este amplasat, decât o baterie. Circuitul descris mai jos se bazează parțial pe SMD-uri (dispozitive cu montare pe suprafață), și este proiectat pentru a fi cât mai economic posibil în ce privește puterea consumată.

Când circuitul nu este acționat, tranzistoarele T1 și T2 sunt blocate, iar intrările lui IC1, un bistabil de tip 4013, sunt efectiv neconectate. Ultima direcție de mișcare a locomotivei este memorată în bistabil. Când locomotiva se deplasează, D5 se blochează și menține blocat tranzistorul T1. IC2 (4049) se alimentează cu 3,5 V prin R5, astfel încât tranzistoarele pentru comanda motorului, T3 și T4, pot fi controlate. Tranzistorul T2 conduce și furnizează un impuls de tact pentru IC1a. Când tensiunea șinelor crește la 24 V, T1 se saturează și anulează alimentarea lui IC2. T2 se blochează și furnizează bistabilului un alt impuls de tact, prin D6 și R7. Tranzistorul activ, T3 sau T4, se schimbă, iar motorul își schimbă direcția într-o manieră sigură. Întrucât motorul locomotivei se alimentează în curent continuu după instalarea circuitului, puteți folosi ocazia pentru a separa de șasiu farurile locomotivei și a monta diode pentru cuplarea iluminatului la controlul direcției.

Construcția circuitului este ilustrată în figuri. Dimensiunile plăcii de cablaj sunt alese astfel încât montajul să poată lua locul releului îndepărtat (cu atenție) de pe locomotivă. Nici unul din elementele plăcii nu are voie să atingă șasiul metalic.

Punctele marcate cu **B** și **C** pe cablaj se conectează la bornele de excitație a motorului, iar punctul **A** la terminalul ce fusese anterior conectat la contactul alunecător. Contactul alunecător și șasiul se conectează la bornele de intrare ale punții redresoare. În fine, remarcați că placa de circuit imprimat permite construirea a cinci circuite inversoare.

Listă de componente

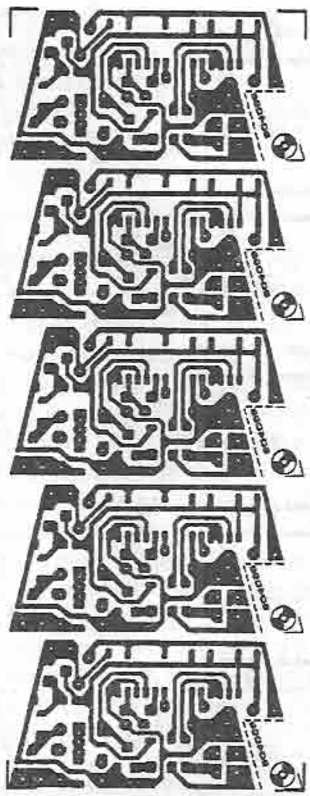
Rezistoare (toate SMD):
R1, R9, R10 = 2,2 kΩ
R2, R3 = 470 Ω
R4 = 4,7 kΩ
R5 = 1 kΩ
R6 = 10 kΩ
R7, R8 = 1 MΩ

Condensatoare:
C1 = 4,7 µF / 16 V
C2 = 10 nF, cu tantal
C3 = 100 nF, ceramic
C4 = 100 µF / 6,3 V, cu tantal

Semiconductoare:
T1, T2 = BC846B (SMD)
T3, T4 = BD679
D1 ÷ D4 = 1N4001
D5 = Zener 24 V / 400 mW
D6 = 1N4148
D7 = BAT41
D8 = Zener 3,9 V / 400 mW

Circuite integrate:
IC1 = 4013 (SMD)
IC2 = 4049 (SMD)

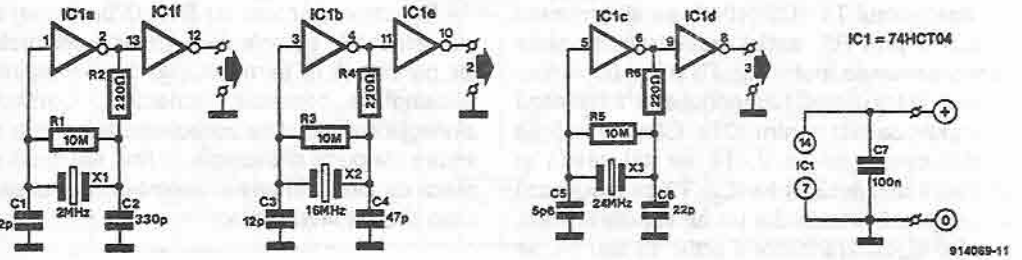
Diverse:
Cablaj 904098 (pentru 5 circuite inversoare)

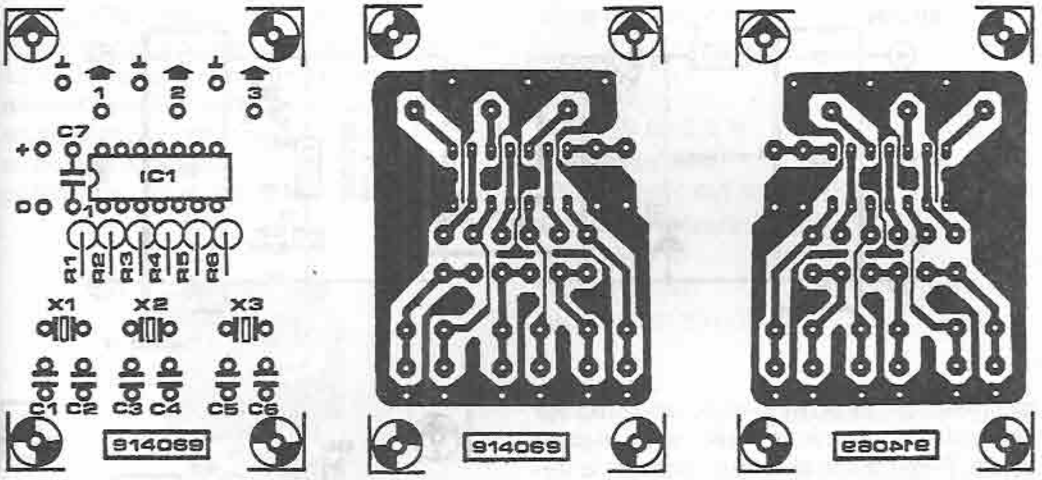


194 *Oscilator cu cristal în tehnologie HCT*

Domeniul de frecvență larg, consumul redus și nivelele de comutare bine definite ale inversoarelor HCMOS recomandă prin excelență aceste dispozitive pentru construirea oscilatoarelor cu cristal de cuarț cu ieșiri compatibile TTL. Aici, cele șase porți dintr-o capsulă 74HCT04 sunt folosite pentru realizarea a trei oscilatoare cu cuarț. Singura diferență dintre oscilatoarele de 2 MHz, 16 MHz și 24 MHz o reprezintă capacitatea din jurul cristalului de cuarț, care în toate cazurile trebuie să asigure rezonanța pe frecvența fundamentală; cristalele overtone nu se pot folosi aici.

Pentru frecvențele de ieșire, f₀, diferite de





cele prezentate aici, folosiți următoarele relații de proiectare:

C2 = 723 / f_0;

C1 = C2 / 4,

unde f_0 este în MHz și C1, C2 în pF. Pentru cristalele de 1 MHz cu impedanță mare:

C1 = C2 / 10.

Atunci când unul dintre oscilatoare nu se construiește, montați obligatoriu un fir de conexiune, pe cablaj, în poziția lui C1, C3 sau C5. Acesta asigură un nivel „0" la intrarea primei porți inversoare, prevenind consumul excesiv și oscilațiile parazite ale lui HCT04.

Listă de componente

Rezistoare:
R1, R3, R5 = 10 MΩ
R2, R4, R6 = 220 Ω

Condensatoare:
C1 = 82 pF
c2 = 330 pF
C3 = 12 pF
C4 = 47 pF
C5 = 5,6 pF
C6 = 22 pF
C7 = 100 nF

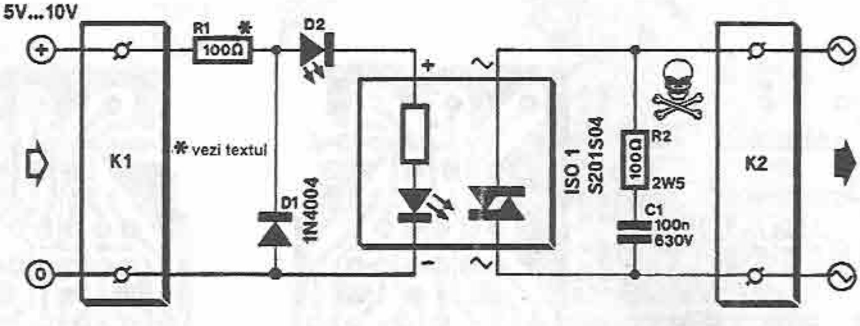
Circuite integrate:
IC1 = 74HCT04

Diverse:
X1 = cristal 2 MHz
X2 = cristal 16 MHz
X3 = cristal 24 MHz

195 *Releu semiconductor sigur*

Deși releul semiconductor S202DS2 produs de Sharp este o componentă electronică utilă și interesantă, el nu îndeplinește cerințele minime privind protecția electrică, în multe țări unde tensiunea rețelei este de 220 V sau 240 V. Aceasta se datorează în primul rând tensiunii de străpungere a optocuplorului inclus în S202DS, care este prea scăzută, și distanțelor prea mici dintre pini.

Pentru numeroasele aplicații în care protecția electrică reprezintă principala preocupare, Sharp a dezvoltat un alt releu semiconductor, S201S04. Capsula de mici dimensiuni (prezentată în imagine) conține un optocuplor



914008-11

completat cu un rezistor serie, un comutator comandat la trecerile prin zero și un triac de putere. Prezența comutatorului comandat la trecerile prin zero face ca releul să poată fi folosit doar cu sarcini nereactive. În plus, întrucât valoarea rezistorului serie este de numai 130 Ω, va fi necesar în multe cazuri un rezistor suplimentar extern, pentru a evita apariția unui curent prea mare prin LED-ul optocuplorului intern.

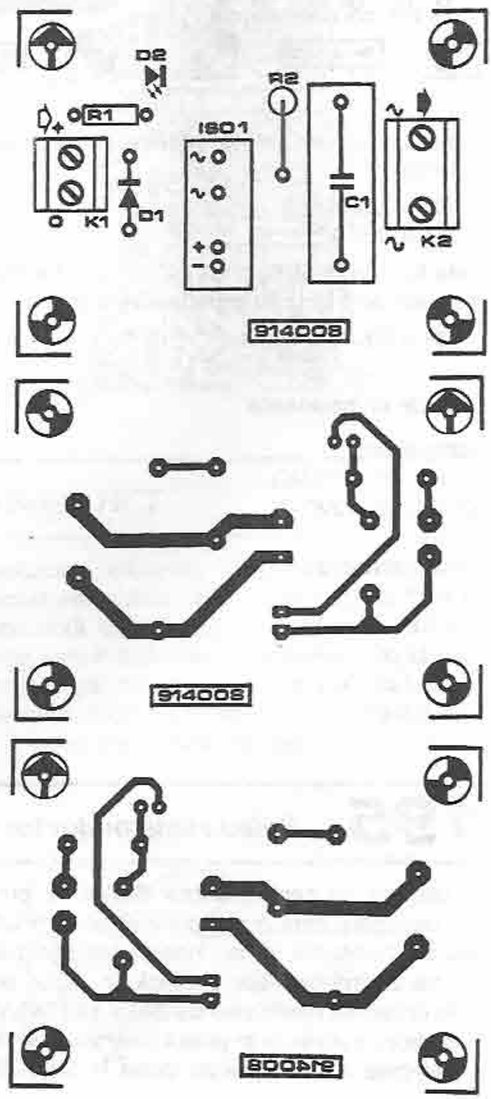
Din motive de siguranță, releul semiconductor ar fi bine să fie construit pe placa de circuit imprimat prezentată aici (placa nu este disponibilă gata construită). Valoarea rezistorului serie extern, R1, depinde de tensiunea de control și de curentul de amorsare. Curentul de declanșare depinde, la rândul său, într-o anumită măsură, de curentul de comandat, și se situează, ca valoare tipică, între 5 mA și 20 mA. Valoarea optimă se determină cel mai bine empiric, nedepășind însă valoarea maximă de 40 mA. Valoarea minimă a rezistorului, $R1_{min}$, în Ω, se calculează cu:

$$R1_{min} = 25\,(Us - 2{,}4) - 130,$$

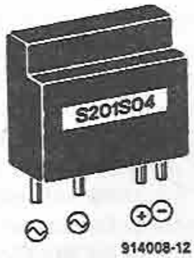
unde Us este tensiunea de control aplicată la conectorul K1.

Dioda D1 protejează releul împotriva tensiunilor inverse de comandă, iar D2 indică dacă releul primește curent de control. Rețeaua R2-C1 se conectează în paralel pe ieșirea releului pentru a proteja dispozitivul împotriva supratensiunilor tranzitorii pe rețea.

Când este conectat la o alimentare de 220 V sau 240 V, circuitul se poate folosi cu sarcini nereactive de până la 330 W, care corespund în linii mari curentului efectiv de sarcină maxim admisibil de 1,5 A



ATENȚIE! Întrucât mai multe puncte ale circuitului se află la tensiuni periculoase, este esențial să se aplice o izolație corespunzătoare. Nu efectuați niciodată lucrări în montaj atunci când acesta este conectat la rețea. Asigurați-vă că nici un element al circuitului nu poate fi atins în timpul punerii la punct, al reglării sau utilizării.



Listă de componente

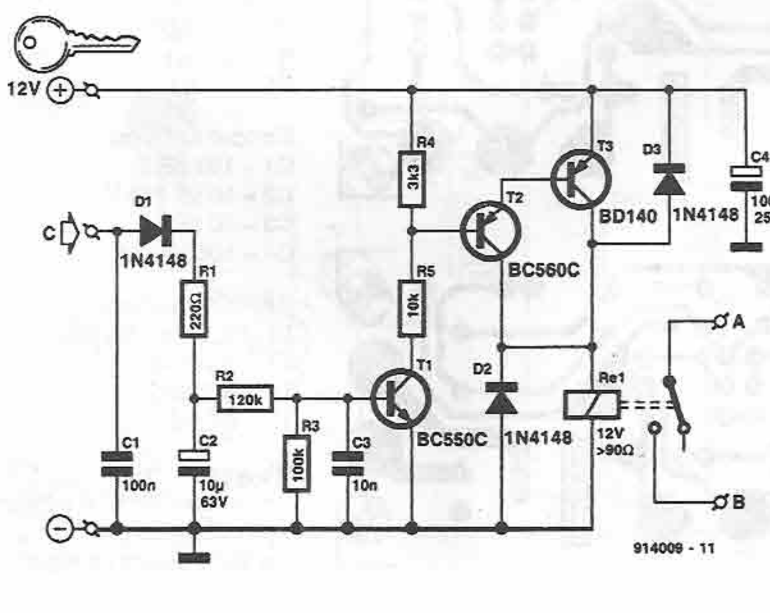
Rezistoare:
R1 = 100 Ω
R2 = 100 Ω / 2,5 W
Condensatoare:
C1 = 100 nF / 630 V
Semiconductoare:
D1 = 1N4004
D2 = LED roșu
ISO1 = S201S04 (Sharp)

Diverse:
K1 = regletă cu borne de implantare în cablaj, pasul 5 mm
K2 = regletă cu borne de implantare în cablaj, pasul 10 mm

196 *Circuit pentru spălarea și ștergerea parbrizului*

La multe mașini mai vechi, pompa pentru spălarea parbrizului nu este cuplată cu funcția de ștergere a parbrizului. Acest circuit cuplează motorul ștergătorului, pentru un interval predefinit de timp, de fiecare dată când se acționează pompa. Ștergătorul începe să lucreze la apăsarea comutatorului pompei, și își continuă activitatea încă un timp după eliberarea comutatorului.

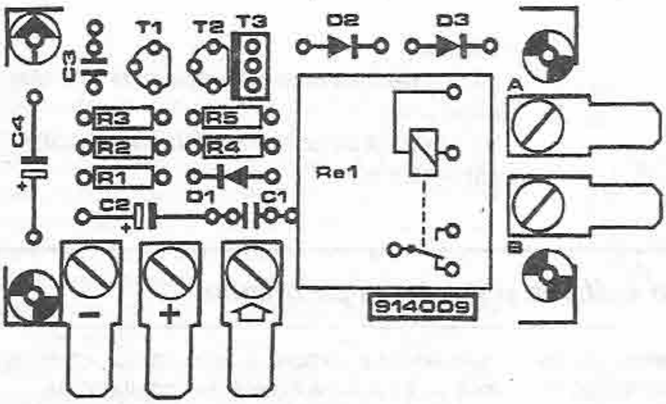
Anodul diodei D1 este ținut la masă de către motorul pompei, în mod normal. Când se alimentează pompa, C1 se încarcă rapid prin D1 și R1. Ca urmare, T1, T2 și T3 trec în conducție și

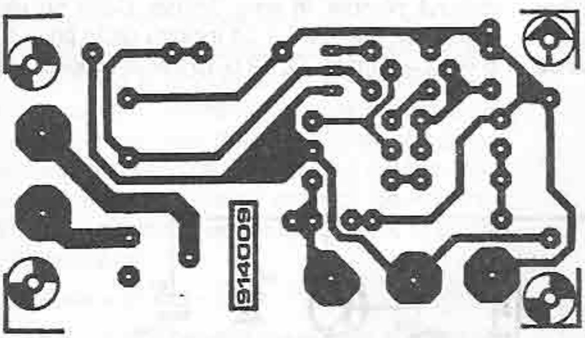


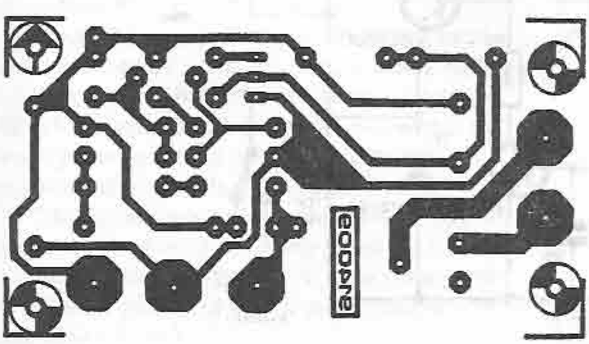
se acționează releul Re1. C1 rămâne încărcat atâta timp cât funcționează pompa și ștergătoarele. Când este eliberat comutatorul pompei, se încheie spălarea, dar ștergerea continuă un timp determinat de R2-C2. Dioda D1 previne descărcarea lui C2 prin motorul pompei. Diodele D2 și D3 protejează circuitul împotriva t.e.m. provenite de la bobina releului.

Instalarea circuitului pe mașină este simplă, neexistând decât trei puncte de conectare (în afara celor de la tensiunea de alimentare). Observați, totuși, că circuitul a fost proiectat să lucreze cu un motor de pompă care are un contact fix la masă, în timp ce contactul pozitiv este adus la comutatorul pentru comanda spălării.

Releul de pe placă este capabil să comute 10 ÷ 20 A. Contactele sale sunt conectate în paralel pe comutatorul ștergătorului, prin bornele „A" și „B", prin intermediul unor conductoare pentru curenți mari. Conexiunile la placă se fac prin cose și papuci de cablu de tipul celor folosiți în sistemele electrice auto. Cosele sunt prinse cu șurub de placă și lipite pentru minimizarea rezistenței de contact. În fine, releul poate fi de tip OMRON G2L-113P-4S-SV sau de tip BOSCH 0 332 016 101. Cel de tip OMRON se potrivește la cablaj, celălalt nu.







Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 220 Ω
R2 = 120 kΩ
R3 = 100 kΩ
R4 = 3,3 kΩ
R5 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1 = 100 nF
C2 = 10 µF / 63 V
C3 = 10 nF
C4 = 100 µF / 25 V

Semiconductoare:
D1, D2, D3 = 1N4148
T1 = BC550C
T2 = BC560C
T3 = BD140

Diverse:
Re1 = releu de 12 V cu montare pe cablaj,
Z > 90 Ω, curent de rupere > 10 A

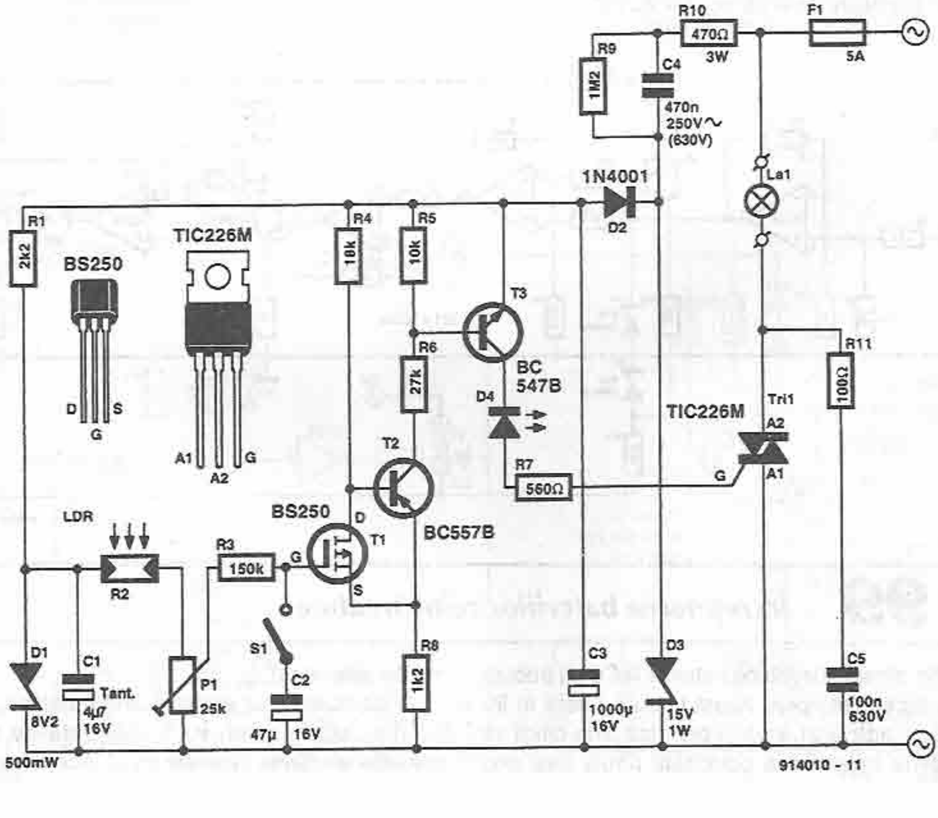
197 Comutator sensibil la lumină, cu semiconductoare

Acest comutator electronic este destinat a fi conectat direct la rețea, eliminând sursa de joasă tensiune și menținând costul și cerințele de spațiu minime. Circuitul conectează un bec la lăsarea întunericului, și îl deconectează când se luminează din nou. Comutarea se face fără releu, evitând astfel problemele legate de arcul electric, zgomotele de rețea datorate contactelor și inductanței bobinei.

Comutatorul se alimentează de la rețea prin R10, C4, D3, D2 și C3. O sursă de tensiune de referință, D1, alimentează cu 8,2 V rețeaua pentru măsurarea luminii, R2-P1. La scăderea intensității luminoase, rezistența fotorezistorului (LDR), R2, crește. Ca urmare, tensiunea pe P1 scade, astfel că va scădea și tensiunea poartă-sursă a FET-ului T1. Când comutatorul S1 este închis, constanta de timp R3-C2 face ca tensiunea de poartă a lui T1 să varieze mai lent decât rezistența lui R2. Acest lucru este necesar pentru a împiedica reacția circuitului la schimbările rapide ale intensității luminii ambiante.

Componentele T1, T2, R4, R5, R6 și R8 formează un trigger Schmitt. În mod normal, T1 conduce, astfel că T2 este blocat. Când tensiunea de poartă a FET-ului coboară sub un anumit nivel, T2 trece în conducție. Prin urmare, T3 începe să conducă și furnizează curentul de poartă necesar amorsării triacului Tri1. Sarcina (becul La1) este astfel conectată. Când intensitatea luminii crește peste nivelul fixat cu P1, T1 trece în conducție, astfel că sarcina va fi decuplată.

Comutatorul S1 a fost introdus pentru dezactivarea constantei de timp pe durata reglajului. Rezistorul R9 servește pentru descărcarea lui C4 după deconectarea circuitului de la rețea.



ATENȚIE! Întrucât mai multe puncte ale circuitului se află la tensiuni periculoase, este esențial să se aplice o izolație corespunzătoare. Nu efectuați niciodată lucrări în montaj atunci când se află conectat la rețea. Asigurați-vă că nici un element al circuitului nu poate fi atins în timpul punerii la punct, al reglării sau al utilizării.

198 *Sursă de curent controlată în tensiune*

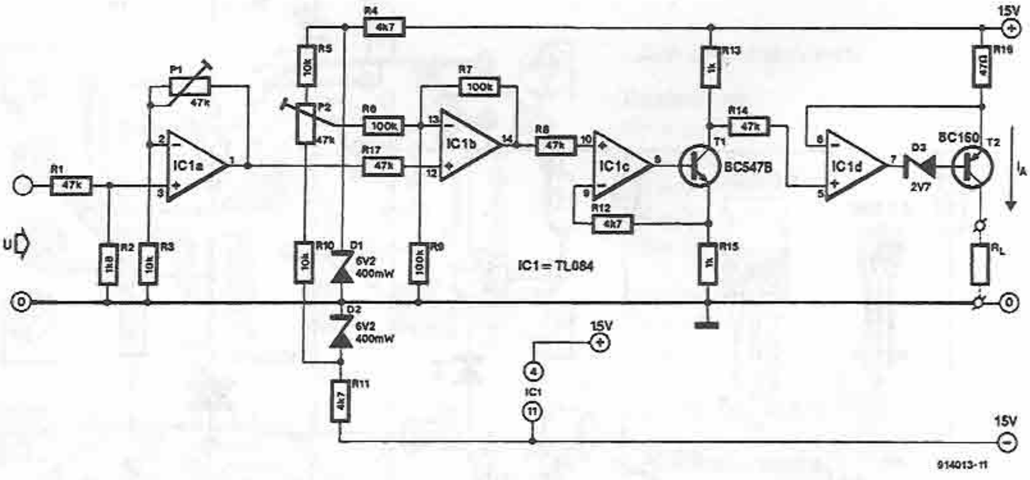
Sursa, realizată cu un AO cuadruplu de tip TL084, este destinată convertirii unui semnal de intrare de 0 ÷ 5 V într-un curent de 0 ÷ 20 mA. Acest tip de circuit se folosește, de exemplu, pentru transferul măsurandului (al mărimii de măsurat) prin fire lungi. Întrucât rezistența conductoarelor face parte din bucla de curent, nu va avea nici o influență și nu poate afecta măsurarea.

AO IC1a este un amplificator de intrare obișnuit. AO IC1b ajustează componenta continuă a semnalului de intrare amplificat: punctul de funcționare se poate deplasa cu P2. Este posibilă, de exemplu, obținerea unui curent de 4 mA pentru o tensiune de intrare de 0 V. Domeniul de curent la ieșire este atunci 4 ÷ 20 mA.

AO IC1c și T1 convertesc semnalul de la ieșirea lui IC1b într-un semnal cu variație față de potențialul de +15 V. Aceasta face posibilă funcționarea lui IC1d și T2 ca un convertor tensiune-curent. Curentul de ieșire circulă spre masă prin rezistența de sarcină R_L. Modificarea valorilor lui R2 și P1 permite ajustarea amplificării după necesități.

Circuitul poate fi folosit, de asemenea, drept convertor temperatură-curent, dacă se realizează divizorul de intrare dintr-o rezistență fixă și una cu coeficient de temperatură negativ.

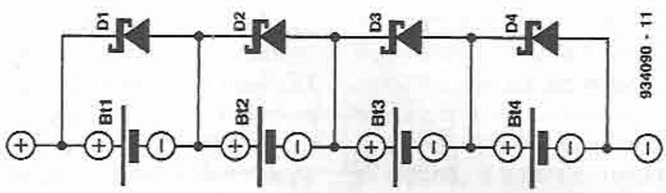
Pentru aplicații pretențioase, cele două diode Zener vor trebui să fie compensate cu temperatura.



199 *Întreținerea bateriilor reîncărcabile*

Se afirmă adesea că bateriile NiCd nu trebuie descărcate complet. Acest lucru nu este în întregime adevărat, însă în practică este dificil să se evite inversarea polarității unuia sau mai multor elemente.

Polaritatea unui element dintr-o baterie, care se descarcă primul, va fi inversată de către celelalte elemente înseriate cu el. Aceasta repre-



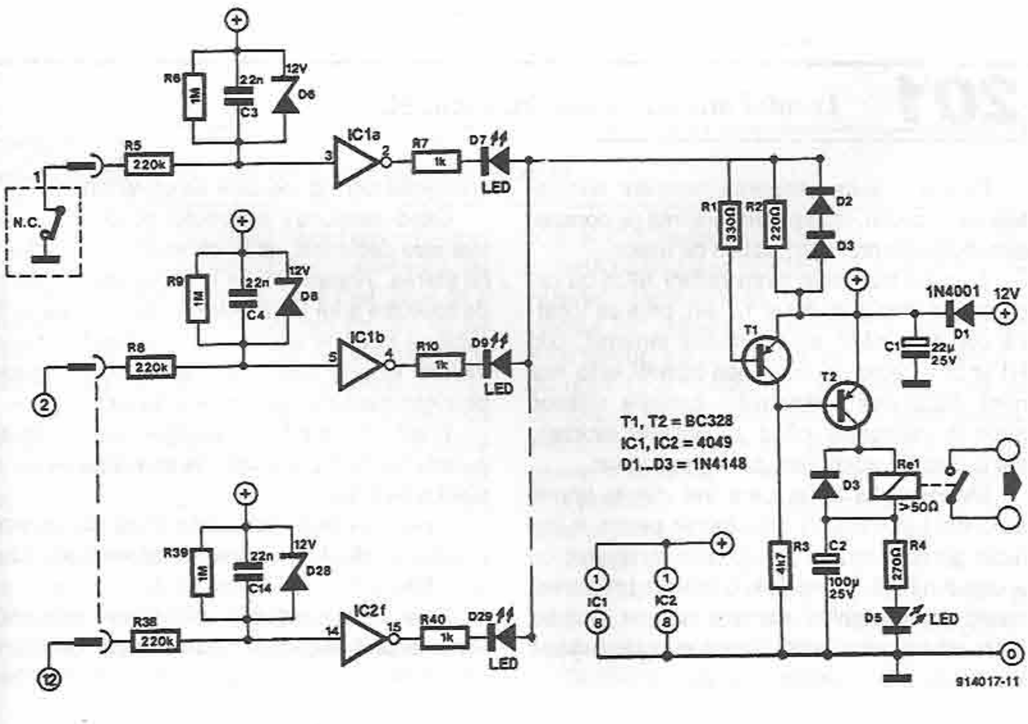
zintă în mod obișnuit sfârșitul respectivului element galvanic, deoarece structura sa internă nu poate suporta aceste condiții. Fabricanții încearcă să prevină această situație făcând electrodul pozitiv al elementelor bateriei mai robust. Dar chiar și atunci, elementele se deteriorează prin inversarea regulată a polarității, în special la curenți mari de sarcină. Odată degradat un element, capacitatea lui se reduce, determinând descărcarea sa mai rapidă, ..., și se stabilește un cerc vicios.

O posibilă soluție la această problemă este șuntarea fiecărui element cu o diodă Schottky capabilă să suporte un curent egal sau mai mare decât curentul de încărcare.

200 *Circuit de semnalizare a deranjamentelor*

Circuitul de față a fost dezvoltat pentru a face posibilă adăugarea a diferiți senzori unei instalații de alarmă existente. Acești senzori pot fi detectoare de gaze sau de fum, comutatoare montate la uși, detectoare în infraroșu ș.a.

La funcționarea în repaus, nivelul tuturor in-



trărilor trebuie să fie zero. Când senzorul respectiv este activat, pinul 3 al lui IC1a este trecut în „1" prin R5. Întrucât acest CI este inversor, ieșirea sa, și astfel, catodul lui D9, trec pe nivel coborât. Întrucât anodul lui D9 este la +12 V, dioda se aprinde pentru a indica o condiție de alarmă. Apare o tensiune de circa 1,2 V pe diodele înseriate D2 și D3, care duce la deschiderea lui T1 și blocarea lui T2. Se dezactivează releul Re1 și se deschide contactul prin care este controlată instalația de alarmă. Contactul fiind închis pe timpul funcționării în repaus, căderea alimentării este de asemenea semnalizată.

După îndepărtarea cauzei alarmei și resetarea instalației, toate intrările revin la zero volți, T1 se blochează, T2 conduce și releul se reactivează. Această situație este indicată de aprinderea lui D5. D5 și R4 fiind în serie cu bobina releului, tensiunea pe releu este ceva mai mică și curentul absorbit de aceasta este mai scăzut. Condensatorul C2 asigură scurtcircuitarea lui R4 și D5 în momentul conectării instalației, garantând astfel anclanșarea releului.

Când curentul trebuie să aibă o valoare redusă, LED-urile standard se vor înlocui cu LED-uri de curent mic. Valorile rezistoarelor de polarizarte (R7, R10, R40) vor fi mărite la 8,2 kΩ.

Rețelele C3-R5, C4-R8 și C14-R38 formează filtre trece-jos care previn activarea alarmei de către tensiunile de zgomot. Acest lucru este important deoarece cablurile dintre senzori și intrări pot fi foarte lungi.

Circuitul este protejat împotriva vârfurilor de tensiune prin diodele Zener D6, D8 și D28. Aceasta face posibil ca tensiunile de control să depășească 12 V, normele interzicând, însă, utilizarea tensiunilor mai mari de 42 V.

Dioda D1 protejează circuitul împotriva inversării polarității.

Condensatorul C1 decuplează tensiunea de alimentare.

Curentul consumat, dependent de releu, este de circa 200 mA.

Pentru IC1 și IC2 se poate folosi tipul 4050, dar trebuie remarcat că acesta nu este de tip inversor, astfel încât acea secțiune de circuit va lucra invers.

201 *Lumini automate pentru bicicletă*

Pentru a evita stingerea luminilor alimentate de la dinam, atunci când bicicleta se oprește, circuitul prezentat aici poate fi de ajutor.

Circuitul folosește patru baterii NiCd cu capacitatea între 0,25 Ah și 1,2 Ah, care se încarcă constant când este acționat dinamul, prin R1 și D1. Deoarece tensiunea bateriei este mai mică decât cea a dinamului, luminile slăbesc puțin în intensitate când se oprește bicicleta, dar în practică acest lucru trece neobservat.

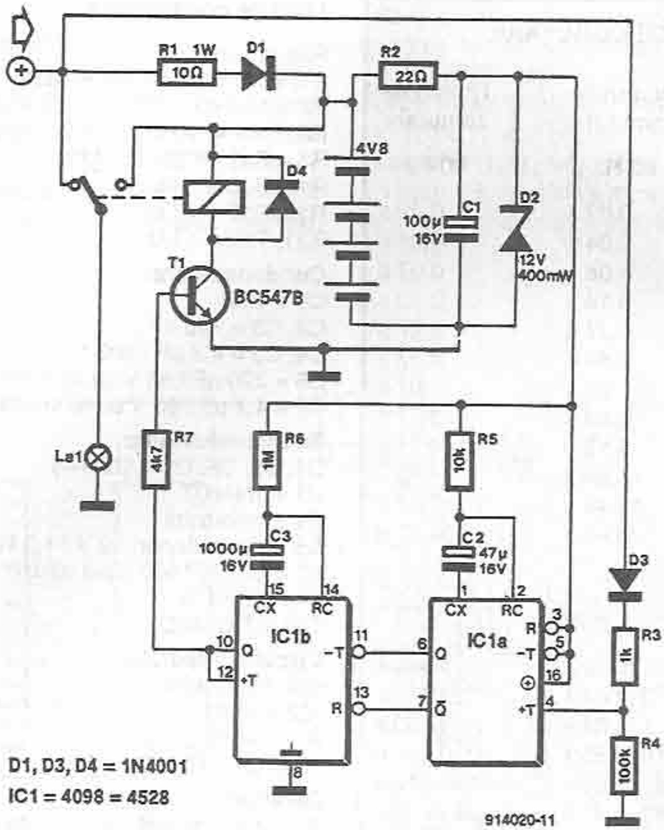
Monostabilul IC1a, care are durata impulsului de 1 s (R5-C2) este folosit pentru a detecta dacă dinamul furnizează tensiune, cu ajutorul lui D3, R3 și R4. Cât timp tensiunea există, monostabilul menține resetat circuitul IC1b, tot un monostabil. Releul nu este acționat și luminile sunt alimentate de către dinam.

Când tensiunea dinamului scade, IC1a nu mai este declanșat, astfel că ieșirile lui își schimbă starea. Aceasta duce la încetarea comenzii de resetare a lui IC1b, intrarea lui T1 este activată, și rămâne astfel timp de două minute, interval în care releul este acționat și luminile bicicletei sunt alimentate de la baterii.

Practic, IC1b nu este esențial, dar el asigură comutarea luminilor și previne descărcarea completă a bateriilor.

Releul trebuie ales astfel încât să lucreze impecabil când tensiunea de alimentare atinge 4,8 V.

Este recomandabilă montarea circuitului într-o carcasă etanșă, sau măcar impermeabilă.



202 *Releu de timp de uz general*

Acest circuit întrunește caracteristicile unui temporizator puțin costisitor, cu domeniul de temporizare întinzându-se de la mai puțin de o secundă și până la câteva zeci de ore, și pe cele ale unei interfețe de rețea bazate pe tiristor, capabilă să comande sarcini inductive.

Circuitul constă în principal dintr-o parte de temporizator și o parte de comutare. Precizia temporizatorului este determinată de frecvența rețelei: 50 Hz sau 60 Hz. Componentele R4, R3, R2, C1, D1 și D2 convertesc tensiunea rețelei într-un semnal de tact pentru numărătorul asincron IC1, de tip 4040. Numărătoarele IC1, IC3, și o poartă ȘI cu 8 intrări, IC4, formează un divizor programabil. După scurgerea perioadei fixate cu punțile conductoare la ieșirile lui IC2 și IC3, ieșirea lui IC4 trece în „0" și comandă bascularea bistabilului IC2b-IC2c. Ca rezultat, semnalul de comandă al porții tiristorului Th1 dispare, iar sarcina conectată la K2 este decuplată. Pentru a evita interferențele pe rețea și zgomotele de comutare, sarcina se comută la trecerea prin zero a tensiunii rețelei. Temporizatorul se poate, de asemenea, folosi pentru a conecta o sarcină după intervalul de timp predefinit <197>, singura condiție fiind montarea punții conductoare „Y" în locul punții „Z".

Timpul se fixează prin montarea a cel puțin opt conductoare între poarta ȘI cu 8 intrări și ieșirile numărătorului. Timpul obținut este suma tuturor timpilor selectați dintre cei listați în tabel.

Tensiunea de alimentare a circuitului, de

TIMPI DE COMUTARE		
Ieșirea lui IC2	Timpul de comutare 50 Hz	Timpul de comutare 60 Hz
Q1	0,02 s	0,02 s
Q2	0,04 s	0,04 s
Q3	0,08 s	0,07 s
Q4	0,16 s	0,13 s
Q5	0,32 s	0,27 s
Q6	0,64 s	0,53 s
Q7	1,28 s	1,07 s
Q8	2,56 s	2,13 s
Q9	5,12 s	4,27 s
Q10	10,24 s	8,53 s
Q11	20,48 s	17,07 s
Q12	40,96 s	34,13 s
Ieșirea lui IC3		
Q1	1 m 22 s	1 m 8 s
Q2	2 m 44 s	2 m 16 s
Q3	5 m 28 s	4 m 33 s
Q4	10 m 55 s	9 m 6 s
Q5	21 m 50 s	18 m 12 s
Q6	43 m 41 s	36 m 24 s
Q7	1 h 23 m	1 h 12 m
Q8	2 h 55 m	2 h 25 m
Q9	5 h 50 m	4 h 51 s
Q10	11 h 39 m	9 h 43 m
Q11	23 h 39 m	19 h 18 m
Q12	46 h 36 m	38 h 50 m

Listă de componente

Rezistoare:
R1, R13, R14, R19 = 33 kΩ
R2 = 100 kΩ
R3, R4 = 470 kΩ
R5 ÷ R12, R20 = 2,2 MΩ
R15, R18 = 1 MΩ
R16, R17 = 47 kΩ
R21, R22 = 1 kΩ

Condensatoare:
C1 = 1 nF
C2, C3 = 100 nF
C4, C5 = 4,7 μF / 400 V
C6 = 220 μF / 63 V cu terminale de implantare
C7 = 4,7 μF / 63 V cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1, D2, D6, D7 = 1N4148
D3 = 1N4007
D4 = nefolosită
D5 = diodă Zener, 12 V / 1,3 W
B1 = B380C1500 (tipul rotund)
T1 = BC547B
Tri1 = TIC106D

Circuite integrate:
IC1, IC3 = 4040
IC2 = 4093
IC4 = 4068
IC5, IC6 = CNY65

Diverse:
K1 ÷ K4 = regletă cu implantare
cu două borne, pasul 7,5 mm
S1, S2 = comutator tip buton cu revenire,
la 250 V c.a.
F1 = siguranță 1 A, cu întârziere,
cu soclu pentru montare pe cablaj
Cutie, de exemplu tipul Bopla E430

12 V, se obține de la rețea cu ajutorul unui redresor monoalternanță, D3. Tensiunea de alimentare este stabilizată și filtrată de dioda Zener D5 și condensatorul de înmagazinare C6.

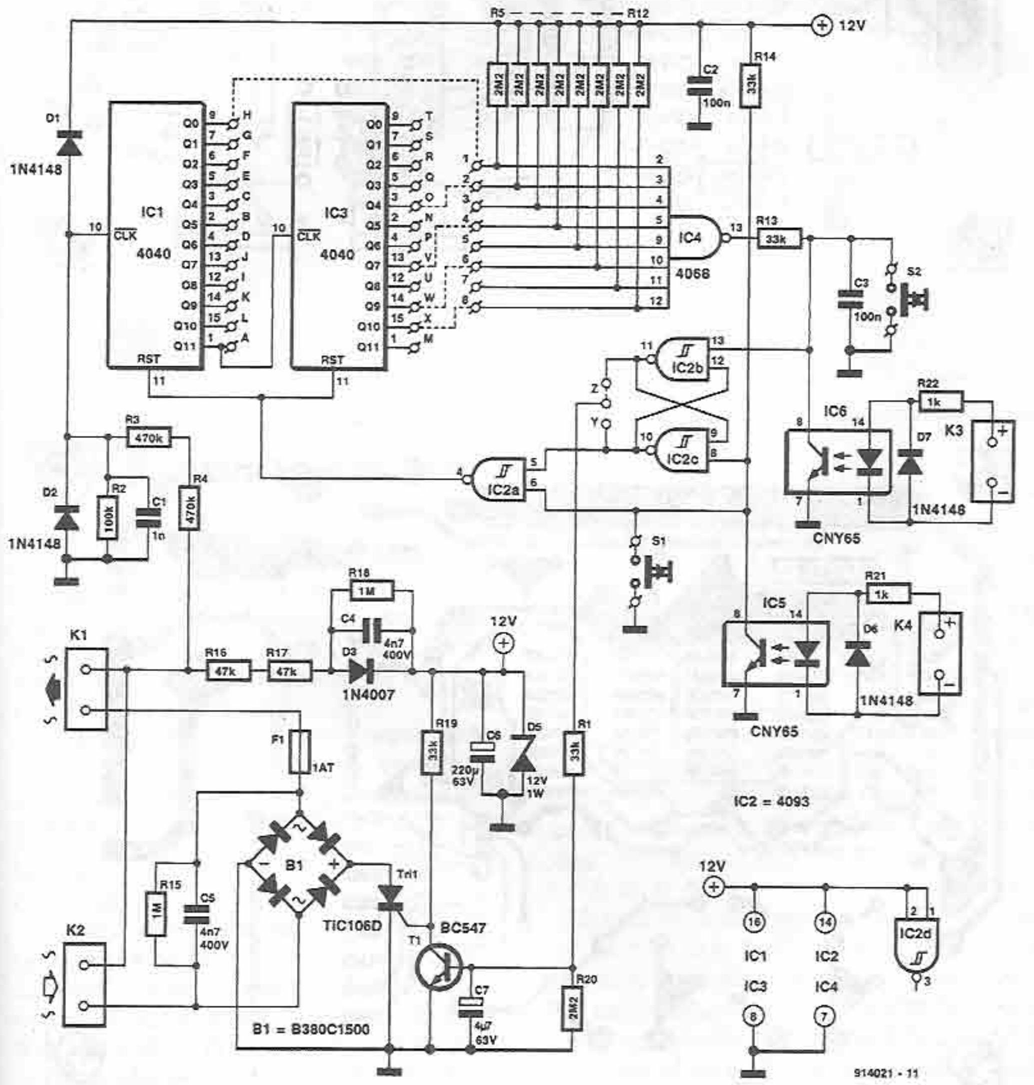
Cele două rezistoare înseriate din redresor, R16 și R17, nu trebuie înlocuite cu un singur rezistor de 100 kΩ. Țineți seama că pe aceste două rezistoare apare o cădere totală de tensiune de ordinul a 220 V (la o tensiune de rețea de 240 V), ceea ce ar fi prea mult pentru un singur rezistor de 0,5 W. Aceleași considerații sunt valabile pentru rezistoarele R3 și R4.

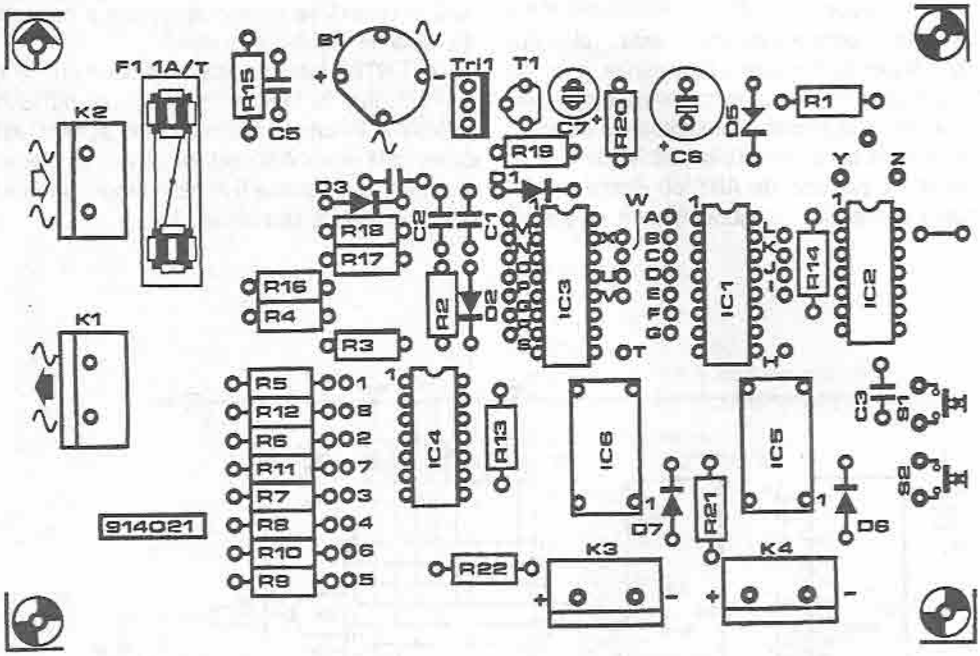
Temporizatorul se acționează prin apăsarea butonului cu revenire S2. Observați că acționarea temporizatorului înseamnă cuplarea sau decuplarea sarcinii, în funcție de poziția în care este montată puntea conductoare: Y sau Z. Pe durata ciclului de temporizare, circuitul poate fi resetat apăsând din nou S2. Aceasta determină începutul unui ciclu complet de temporizare, indiferent de momentul în care s-a apăsat comutatorul. Ciclul de temporizare poate fi oprit prin apăsarea lui S1. Este prevăzută posibilitatea controlului electronic al funcțiilor de start și stop. Acesta se realizează prin intermediul a două optocuploare, IC5 și IC6. Intrările pentru controlul electronic, K3 și K4, sunt separate galvanic de temporizator și pot fi comandate

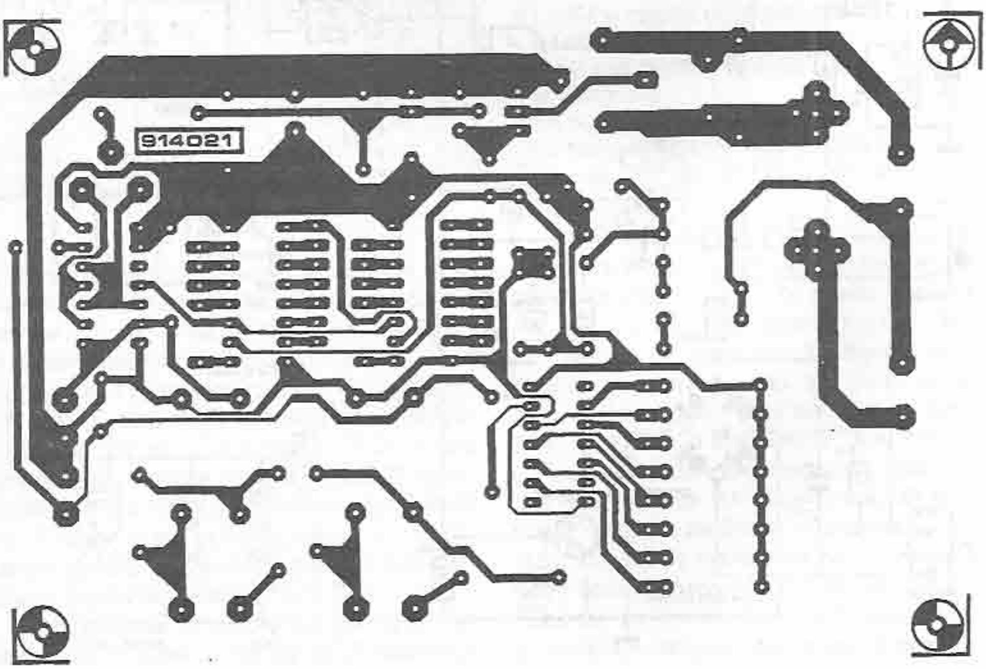
cu tensiuni de control de 5 V.

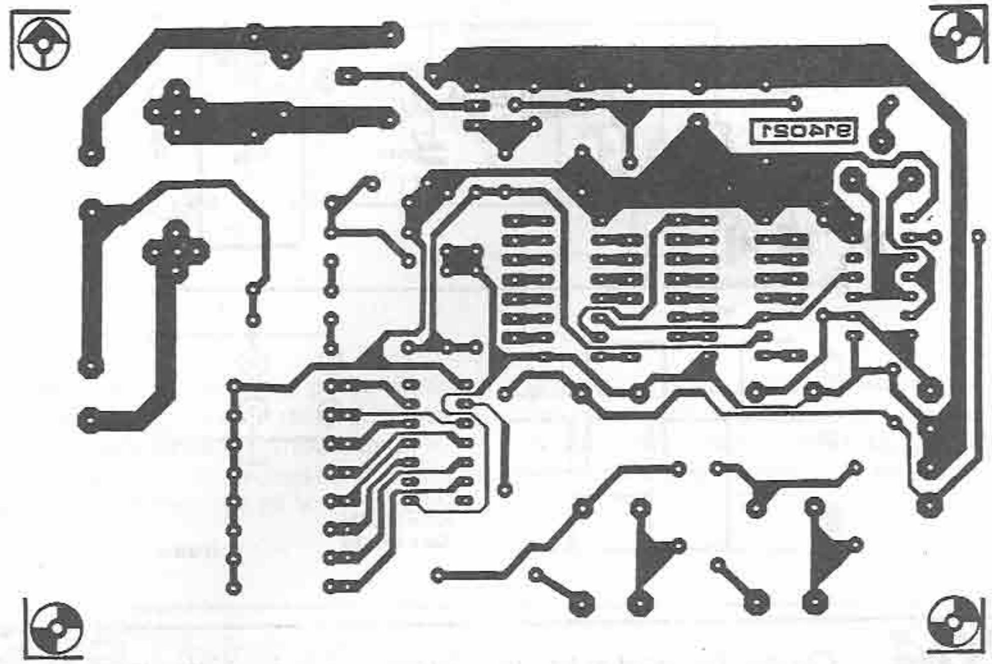
Construcția temporizatorului este simplă. Numărul firelor de conexiuni este minim, întrucât toate componentele sunt montate pe o singură placă de circuit imprimat. Comutatoarele de start și stop trebuie dimensionate la 250 V, deoarece se află într-o carcasă de ABS cu elemente de strângere nemetalice. Asigurați fixarea netensionată și cu izolare corespunzătoare a cablurilor de rețea de intrare și de ieșire.

ATENȚIE! Întrucât circuitul are un număr de puncte aflate la tensiuni periculoase, nu lucrați niciodată în circuit atunci când acesta este conectat la rețea. Asigurați-vă că nici un element al circuitului nu poate fi atins în timpul punerii la punct, al reglării sau al utilizării.




F1 1A/T
K2
K1
R15
C5
B1
Tri1
T1
C7
R20
C6
D5
R1
R19
D3
D1
W
Y
N
R18
R17
C2
C1
R16
R4
R3
R2
D2
IC3
IC1
IC2
R14
A
B
C
D
E
F
G
OT
R5
R12
R6
R11
R7
R8
R10
R9
01
08
02
07
03
04
06
05
IC4
R13
IC6
IC5
C3
S1
S2
D7
D6
R21
914021
R22
K3
K4


914021



203 *Comutator fără vibrații*

Comutatoarele cu contacte comutatoare cu circuite clasice de eliminare a vibrațiilor nu sunt întotdeauna utilizabile sau economice. Comutatoarele tastaturilor, spre exemplu, au rareori contacte comutatoare. Pe de altă parte, comutatoarele au o conexiune suplimentară, care nu poate fi întotdeauna adaptată în circuit.

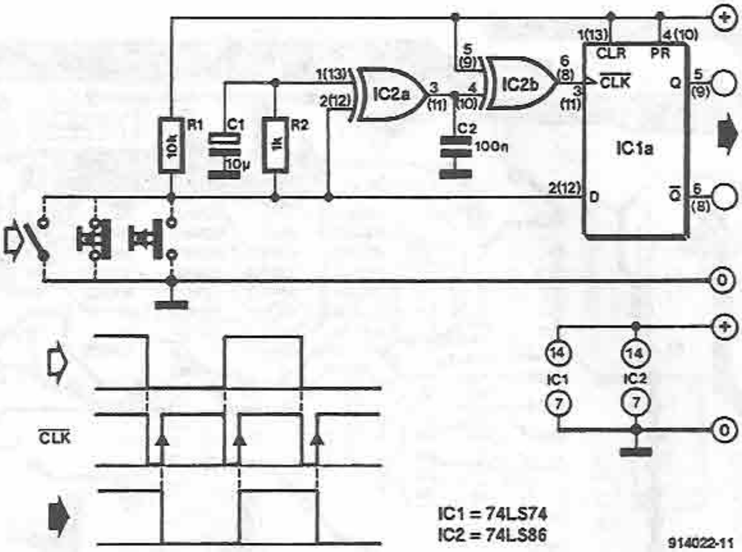
Circuitul simplu propus aici funcționează cu un contact normal închis sau unul normal deschis. În practică, nu are importanță care dintre acestea este folosit, deoarece se poate alege ieșirea Q sau $\overline{Q}$ pentru inversarea acțiunii comutatorului.

Nivelul logic la intrarea circuitului este determinat de rezistorul R1 conectat la plusul alimentării și de poziția lui S1. Semnalul de intrare se aplică direct la intrarea de date a bistabilului IC1a, în care se încarcă de îndată ce dispar vibrațiile contactului (după 0,5 ÷ 10 ms).

Impulsul de tact este generat de IC2a, o poartă SAU-EXCL. La fiecare schimbare a nivelului de la intrare, această poartă generează un impuls a cărui durată este determinată de R2 și C1. Acest impuls nu este curățat de vibrațiile datorate contactului, acestea urmând să fie filtrate de C2 și rezistența de ieșire a lui IC2a. Tensiunea pe C2 este filtrată și apoi inversată de IC2b, înainte ca impulsul să fie aplicat la intrarea de tact a bistabilului. Rezultatul acestei combinații este că semnalul de ieșire e curat, deși întârziat cu câteva milisecunde.

Întrucât filtrul pentru eliminarea vibrațiilor utilizează rezistența de ieșire a lui IC2a, acest circuit nu poate fi înlocuit cu chiar orice tip. Când nu se poate evita înlocuirea, valoarea lui C2 trebuie adaptată noilor circumstanțe, sau se va conecta în serie cu ieșirea lui IC2a un rezistor.

Curentul consumat de circuit este de 3 mA.

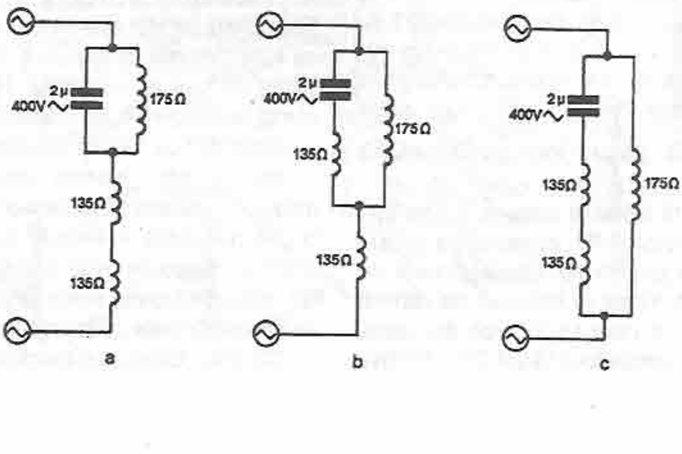


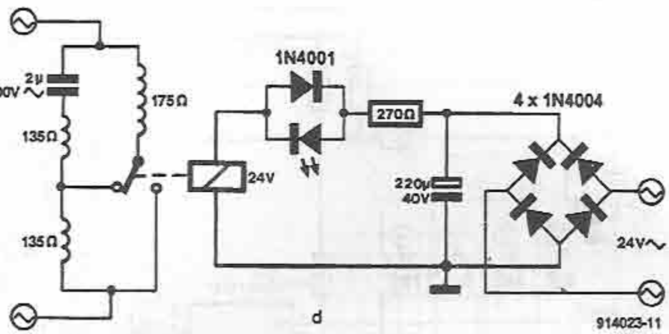
204 Comutator pentru pompa sistemului de încălzire centrală

Pompa unor sisteme de încălzire centrală are două sau trei viteze. Pe cea mai mică dintre viteze nu este pompată prea multă apă în circuit, și aceasta ar putea duce la supraîncălzirea cazanului. Circuitul de comutare propus aici previne apariția acestei situații.

Partea electrică a pompei se prezintă conform figurii. Înfășurarea principală are în mod normal 175 Ω, iar înfășurările auxiliare 135 Ω: aceste valori pot diferi la anumite pompe, și acest lucru va trebui, desigur, verificat. Condensatorul înseriat cu înfășurările creează defazarea necesară pentru a permite rotirea pompei. În pozițiile a și b, impedanța crește, și aceasta duce la slăbirea câmpului, astfel încât pompa se rotește mai încet și antrenează mai puțină apă.

Un circuit simplu dă posibilitatea comutării automate între *a* și *b* sau între *b* și *c*. Intrarea sa de 24 V este legată în paralel cu comanda valvei de gaz a arzătorului principal. Când se închide această valvă, viteza pompei crește și cazanul nu se mai poate supraîncălzi.





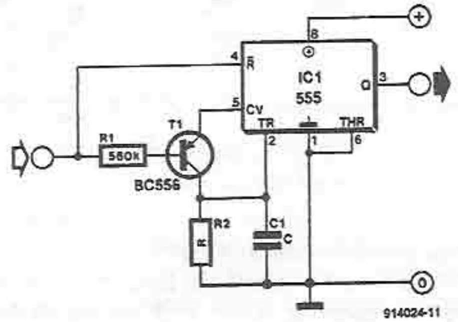
Dacă instalația folosește pentru comanda valvei de gaz 240 V, trebuie utilizat un mic transformator pentru obținerea tensiunii de 24 V.

În scopul asigurării protecției electrice, țineți seama că tensiunea de 24 V, care ajunge la termostatele din diferitele camere, este izolată de rețea doar prin intermediul releului. Prin urmare, acest releu va trebui să fie pentru curenți mari, aceste tipuri asigurând o izolare adecvată.

205 *Întârziere cu un 555*

Multe circuite electronice necesită frecvent o scurtă întârziere a unui impuls. O astfel de întârziere, cuprinsă aici între 100 µs și 100 s, este furnizată de un circuit simplu, realizat cu popularul 555. Aceasta este mai mult decât potrivită pentru majoritatea aplicațiilor.

Ieșirea lui 555 poate trece în „1" numai dacă potențialul pinului 2 scade sub a treia parte din tensiunea de alimentare, cu condiția ca nivelul pe pinul 4 să fie „1". La funcționarea în repaus, nivelul pe pinul 4 este „0" și C1 se încarcă prin T1, astfel încât ieșirea este în „0". Când intrarea trece în „1", T1 se blochează iar C1 se descarcă prin R1. În această situație, starea reset încetează, și, după o întârziere dependentă de gradul de descărcare a lui C1, ieșirea

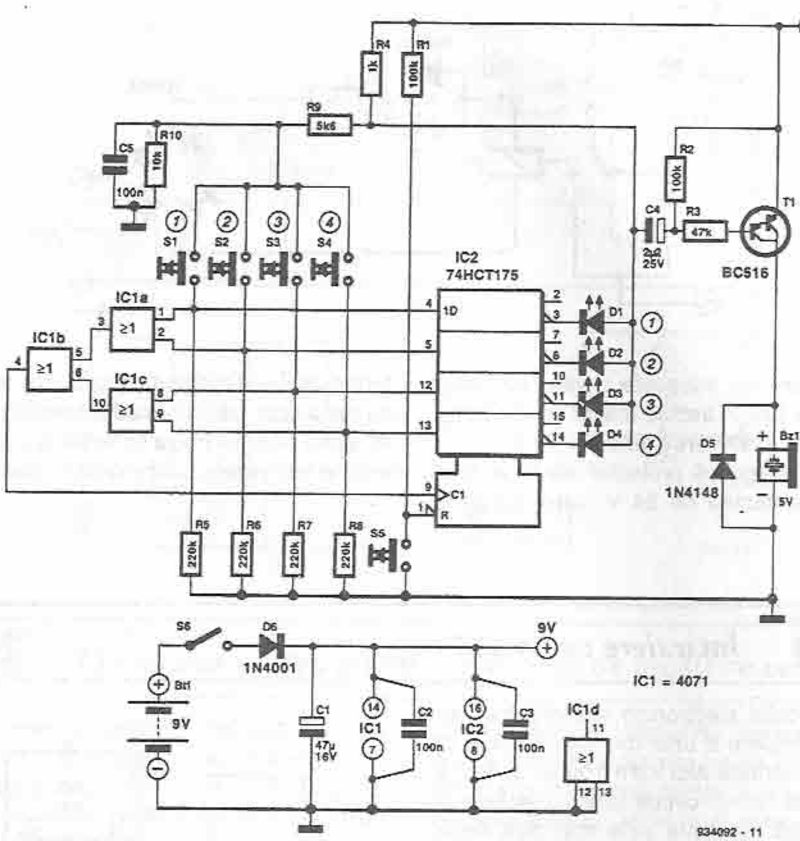


lui 555 trece în „1". Întârzierea, în secunde, se calculează cu relația: $t = 0{,}69 R1 C1$, unde R1 trebuie să fie mai mare sau egală cu 10 kΩ.

206 *Detector de întâietate*

Detectorul a fost proiectat în primul rând pentru a fi folosit la concursurile cu întrebări. El indică cine a apăsat primul un buton, printr-un sunet emis de un buzer și apoi prin aprinderea unui LED. Moderatorul poate apoi reinițializa circuitul.

În schemă, cele patru butoane, S1 ÷ S4, sunt conectate la intrarea de tact a lui IC2 prin porțile SAU IC1a, IC1b și IC1c. Ieșirile Q ale



bistabilelor comandă D1 ÷ D4.

După ce au fost resetate bistabilele cu S5 (care trece pentru scurt timp în „0" intrarea CLR), toate ieșirile Q devin „1", astfel încât LED-urile sunt stinse. Dacă unul dintre butoane, să zicem S1, este apăsat, apare un nivel „1" la intrarea D asociată acestuia. Acest nivel „1" se aplică la intrarea de tact a tuturor bistabilelor, și astfel nivelurile existente la intrările D ale bistabilelor sunt memorate și aplicate ieșirilor; D1 se aprinde.

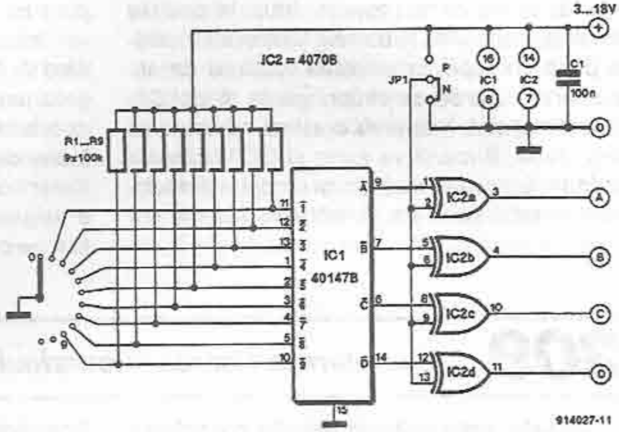
Întrucât comutatoarele și LED-urile sunt conectate la linia de alimentare printr-un rezistor comun, R4, potențialele punctelor aflate după R4 vor coborî la circa 2 V din cauza aprinderii lui D1. Datorită divizorului de tensiune R9-R10, tensiunea la bornele comutatoarelor va fi de numai aproximativ 1 V. Dacă se apasă acum unul dintre comutatoare, altul decât S1, tensiunea pe intrarea D asociată acestuia, precum și cea de pe intrarea de tact, vor fi insuficiente pentru ca IC2 să reacționeze. În acest mod, circuitul este dezactivat după ce a fost apăsat unul dintre butoane. Tranzistorul Darlington T1 comandă buzerul. Baza lui T1 este conectată la anozii LED-urilor prin R3 și C4. În momentul în care se aprinde unul dintre LED-uri, C1 transferă acest nivel scăzut lui T1, care acționează apoi buzerul. După circa 0,5 s, C4 se reîncarcă prin R2 și R3, determinând blocarea lui T1.

Circuitul consumă un curent de aproximativ 5 mA cu LED-urile stinse. Când se aprinde unul dintre LED-uri și sună buzerul, curentul crește la circa 50 mA.

207 Comutator BCD rotativ

Comutatoarele zecimale codate binar (tip rozetă) nu sunt doar relativ scumpe, dar de multe ori nu sunt disponibile la specificațiile dorite. O alternativă bună este prezentată în schema de față, care utilizează componente în general ușor de procurat și un comutator rotativ cu 12 poziții (cel mai comun tip), dintre care două au fost dezactivate.

Bornele comutatorului sunt conectate la intrările unui codificator prioritar, IC1. Când o intrare trece în „0", CI livrează numărul acestei intrări, sub forma unui cod BCD negat, pentru a fi negat din nou și a rezulta codul BCD standard. Cele patru porți SAU-EXCLUSIV sunt cele care determină negarea repetată, într-un cod standard, a codului negat. Această operație se realizează condiționat de conexiunea JP1: în poziția P, ieșirea conține codul BCD standard, iar în poziția N, codul BCD negat.



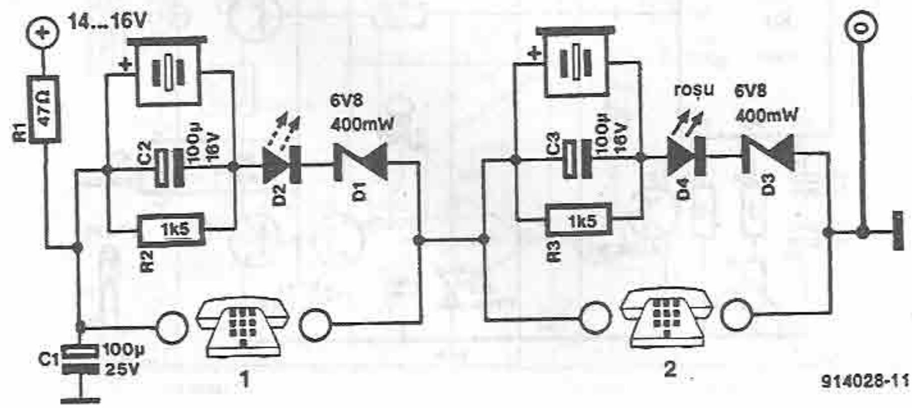
Circuitul se alimentează între 3 ÷ 18 V (datorită utilizării unui CI CMOS). Folosirea unei surse de 5 V permite conectarea comutatorului la intrări LS, TTL, HC și HCT.

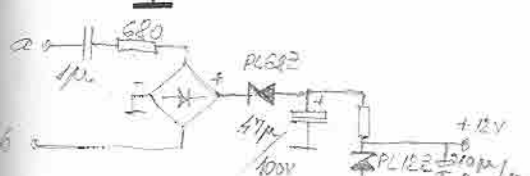
Circuitul absoarbe un curent de numai 200 μA.

208 Telefon pentru uz doar în interiorul locuinței

Telefoanele sunt astăzi ieftine și ușor de procurat: două astfel de aparate identice și câteva componente – permit realizarea unui telefon simplu, pentru utilizarea exclusivă în interiorul locuinței.

Cele două telefoane fiind conectate în serie, după cum se arată în schemă, la bornele fiecăruia se află jumătate din tensiunea de alimenta-





re. Nici unul dintre buzere nu sună, deoarece tensiunea pe diodele Zener D1 și D3 se află sub valoarea de străpungere a acestora.

Dacă se ridică, să zicem, receptorul telefonului 2, apare un scurtcircuit virtual la bornele acestuia. Tensiunea la bornele telefonului 1 crește până aproape de valoarea tensiunii de alimentare. Se produce străpungerea diodei D1, care determină creșterea drastică a curentului prin diodă. Buzerul va suna și LED-ul se va aprinde. Dacă se ridică acum receptorul telefonului 1, tensiunea de alimentare se divide din nou simetric pe cele două telefoane, fapt suficient pentru purtarea unei conversații.

Buzerele pot fi cu ton continuu sau intermitent, după propria preferință. Similar, LED-urile pot fi cu pâlpâire sau standard.

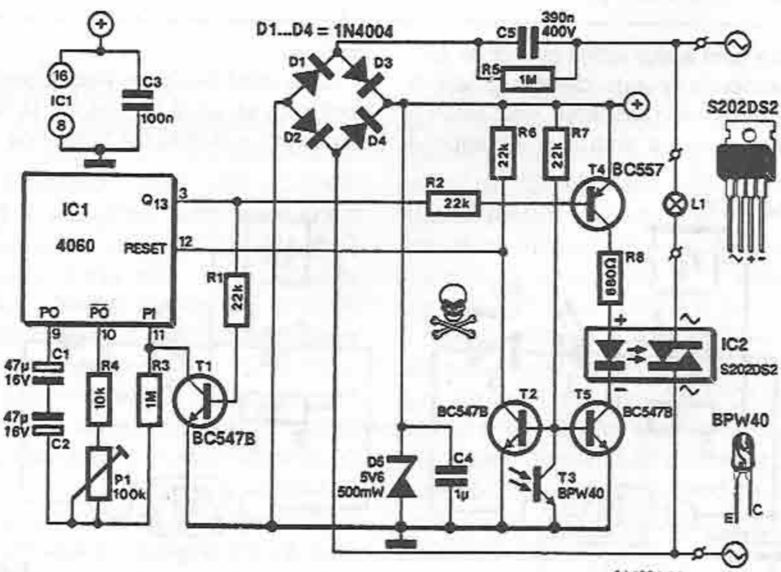
Sursa de alimentare poate fi un adaptor standard de 12 V. Dacă tensiunea de alimentare este prea mare, buzerele sună și când ambele receptoare sunt ridicate. Dacă se folosesc telefoane de tipuri diferite, una sau ambele diode Zener vor trebui înlocuite cu tipuri diferite, pentru a asigura, în repaus, căderi de tensiune identice pe cele două telefoane.

209 *Comutare la lăsarea întunericului*

Circuitul prezentat aici permite conectarea automată a iluminatului exterior, la lăsarea întunericului, și, ceea ce este mai important, menținerea acesteia o perioadă predefinită. O nouă perioadă poate începe numai după ce se luminează din nou. Comutatorul este un releu semiconductor. Din momentul deschiderii lui T4 și T5, LED-ul releului luminează, și se alimentează becul L1. Imediat ce se blochează unul dintre tranzistori, becul se stinge.

Deschiderea lui T5 depinde de fototranzistorul T3. Dacă pe acesta cade lumină, el conduce și deturnează curentul de bază al lui T5. Cu alte cuvinte, T5 nu poate conduce decât atunci când este întuneric.

Joncțiunea bază-emitor a lui T2 este conectată de asemenea în paralel cu T3 și acesta, la fel, va fi blocat cât timp este lumină. Aceasta produce resetarea constantă a lui IC1, ale cărui ieșiri de numărător se vor afla toate în starea „0".



De îndată ce se întunecă, R7 furnizează curent de bază pentru T2 și tranzistorul intră în conducție. Numărătorul poate număra impulsurile date de oscilatorul său intern, timp în care becul rămâne aprins. Când, după un timp, ieșirea Q13 trece în „1", tranzistorul T4 se blochează. Aceasta determină stingerea LED-ului inclus în releul semiconductor, iar becul se stinge. Întrucât, în același timp, oscilatorul este oprit cu T1, Q13 rămâne în „1". Această stare se menține până când se luminează din nou și se resetează IC1, permițând începerea unui nou ciclu.

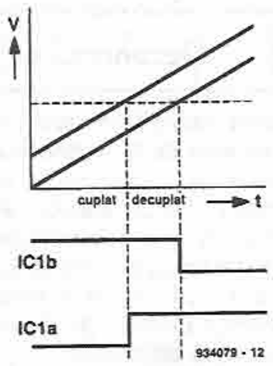
Perioada cât se menține aprins becul se poate regla între 1 și 5 ore, cu P1.

Nu este necesar un transformator special pentru tensiunea de alimentare, care se poate prelua direct de la rețea. Diodele D1 ÷ D5 redresează tensiunea rețelei iar rezultatul se filtrează cu C4. Condensatorul C5 lucrează ca rezistență, și deci va trebui să aibă tensiunea de lucru de minim 400 V, deși este preferabilă cea de 630 V.

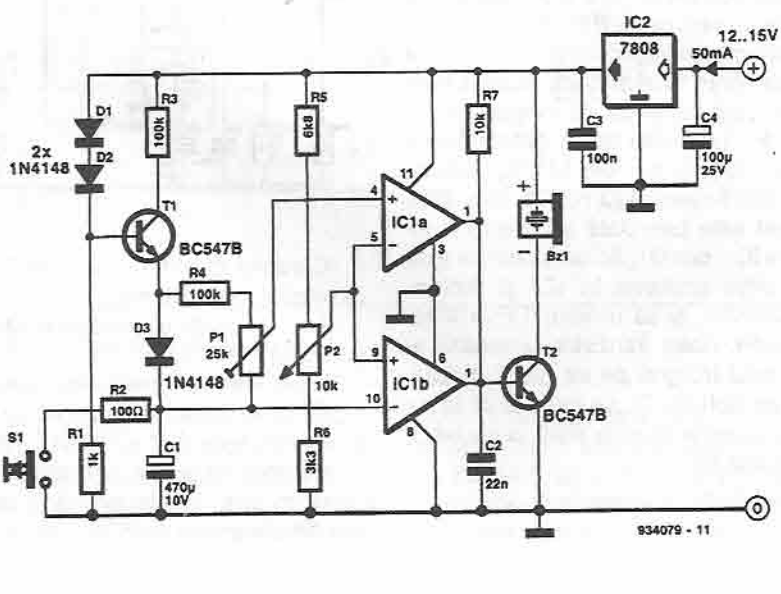
Remarcați că tensiunea rețelei este prezentă în câteva puncte din circuit: se va acorda mare atenție izolării adecvate a blocului comutator.

210 *Temporizator de bază (I)*

Elementul care determină temporizarea în circuitul de față este condensatorul C1, care se încarcă printr-o sursă de curent realizată cu T1. Tensiunea la bornele condensatorului este, așadar, un semnal rampă. Compararea acestei rampe cu o tensiune prestabilită dă o indicație a timpului destul de precisă. Cu valorile date în schemă, intervalul de timp este cuprins între 1 și 10 minute.



Rampa și tensiunea de referință sunt comparate cu IC1a și IC1b, ambele având ieșiri cu colector în gol. Ignorând pentru moment IC1a, tranzistorul de ieșire al lui IC1b va fi blocat



atâta timp cât tensiunea fixată este mai mare decât potențialul lui C1. Dacă acest potențial devine mai ridicat decât tensiunea de referință, tranzistorul de ieșire al lui IC1b conduce și T2 se blochează. În practică, acest lucru ar însemna că buzerul sună până când se depășește valoarea de tensiune stabilită nu tocmai ideal. Întrucât scopul este ca buzerul să sune pentru scurt timp la depășirea nivelului de tensiune fixat, este necesar IC1a. Acest comparator compară tensiunea de referință cu un potențial care este cu puțin mai mare decât cel de pe C1. Acest decalaj este dat de R4-P1-D3. Rezultatul este acela că IC1a reacționează diferit față de IC1b: tranzistorul de ieșire al lui IC1a conduce atunci când tensiunea pe C1 plus tensiunea culeasă de pe potențiometrul P1 este mai mică decât tensiunea de referință, și se blochează când se depășește tensiunea de referință. Astfel, acest comparator face ca buzerul să sune la infinit, începând cu puțin timp înaintea expirării perioadei fixate.

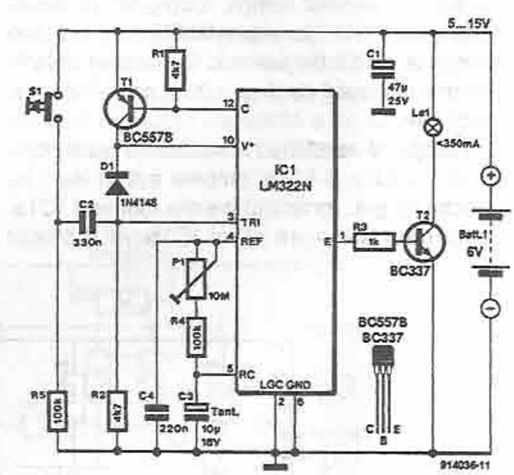
Rezumând acțiunea: o ieșire activează buzerul după ce s-a scurs un interval de timp de la pornire, iar a doua ieșire dezactivează la loc buzerul după scurgerea unei perioade ceva mai mari de la pornire. Astfel, buzerul sună numai pe timpul scurtei suprapuneri a celor două perioade. Durata acestei suprapuneri se fixează cu P1. Intervalul de timp dinaintea activării buzerului se stabilește cu P2. Temporizarea începe la apăsarea lui S1.

211 *Deconectarea temporizată a bateriilor*

O neplăcere frecventă în cazul unui echipament cu alimentare de la baterie este constatarea, imediat după conectarea lui, că bateriile sunt descărcate. Foarte probabil, ultimul utilizator (dvs.?) a uitat să-l deconecteze. Circuitul descris aici garantează că acest lucru nu se va mai întâmpla. O apăsare pe butonul S1 este suficientă pentru a permite funcționarea echipamentului o perioadă determinată.

O caracteristică interesantă a circuitului este că are curent de repaus de 0,00 mA, deoarece T1 decuplează complet temporizatorul la sfârșitul ciclului. Cuplarea se face pe baza energiei conținute în impulsul comenzii de conectare. La apăsarea lui S1, tensiunea de alimentare devine imediat disponibilă la bornele lui C2. Datorită efectului de diferențiere al lui R2-C2, tensiunea de alimentare este conectată scurt timp la intrarea V+ a lui IC1, prin D1. Această energie este suficientă pentru activarea lui IC1 și declanșarea temporizării, și ca urmare T1 va fi trecut în conducție. Acest tranzistor furnizează energie circuitului integrat pe tot restul ciclului. La încheierea ciclului, T1 se blochează și nu mai livrează energie. Durata stării conectat, t, este determinată de:

$$t = (P1 + R4) \cdot C3 \qquad \text{[secunde]}.$$



Curentul maxim comutat de T2 nu trebuie să depășească 350 mA.

Tensiunea de alimentare poate fi între 5 V și 15 V.

Nivelul minim de declanșare este de 5 V.

Perioada până la decuplare, cu valorile date în schemă, este de 1 ÷ 100 secunde.

Curentul consumat de circuit pe durata stării conectat este de aproximativ 4 mA la tensiunea de alimentare de 6 V.

212 *Soneria telefonului pe post de comutator*

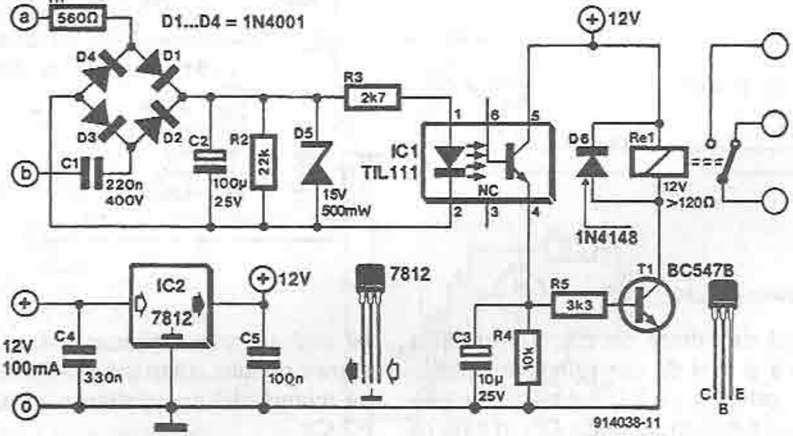
Redresarea semnalului de sonerie de pe linia telefonică produce o tensiune care se poate folosi pentru comutarea uneia sau a multor sarcini, de exemplu a unui bec care să indice persoanelor cu deficiență de auz că sună telefonul.

În circuitul de față, semnalul de sonerie este redresat cu D1 ÷ D4; tensiunea redresată este filtrată cu C2 și menținută la 15 V de dioda Zener D5. Tensiunea este folosită pentru comanda LED-ului din optocuplorul IC1, prin R3. Optocuplorul oferă o izolație sigură între linia telefonică și circuitul de față cu sarcina sa. Rețineți, totuși, că în pofida acestui lucru, autoritatea de exploatare a rețelelor telefonice din unele țări nu permite folosirea circuitului prezentat aici: cel mai bine este să obțineți confirmarea din partea companiei locale de telefoane.

Imediat ce a apărut un semnal de apel pe linie, LED-ul optocuplorului determină deschiderea tranzistorului integrat. Acesta, la rândul său, îl deschide pe T1, rezultând acționarea releului Re1.

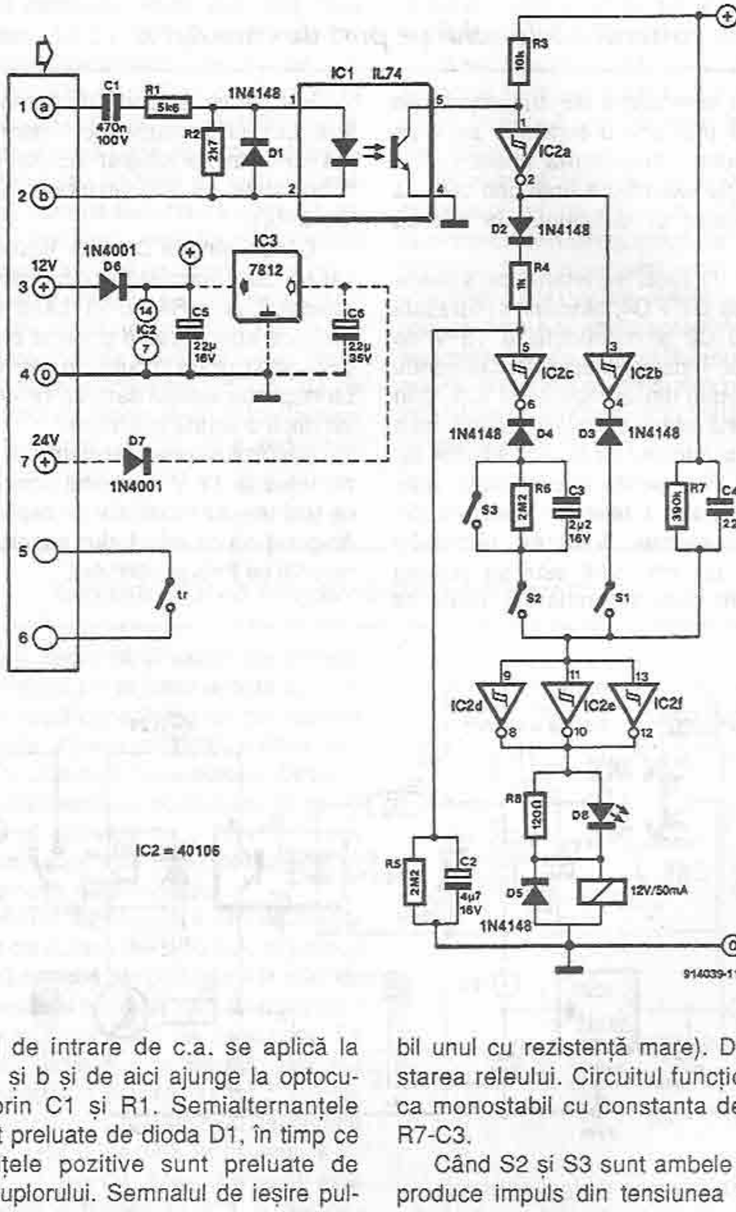
Condensatorul C3 este încărcat atâta timp cât conduce tranzistorul din optocuplor, dar se descarcă prin R4-R5-T1 când dispare semnalul de apel: acesta previne blocarea lui T1 pe duratele dintre impulsurile semnalului de apel. La dispariția acestui semnal, releul este dezactivat după o scurtă întârziere.

Circuitul se poate alimenta de la un adaptor de rețea la 12 V. Curentul consumat depinde de tipul releului folosit, dar nu depășește 100 mA. Asigurați-vă că releul ales suportă tensiunile și curenții ce trebuie comutați.



213 *Telefon derivație*

În multe țări, nu se pot conecta cu ușurință în paralel două sau mai multe telefoane. Circuitul descris aici se poate conecta în paralel cu un telefon existent, sau se poate folosi ca bloc de sine stătător, caz în care se va acționa un releu la recepționarea apelului. Releul poate să activeze un indicator optic sau acustic, sau să producă un impuls de declanșare pentru acționarea unei interfețe, care la rândul său va comanda un telefon adecvat.



Semnalul de intrare de c.a. se aplică la terminalele a și b și de aici ajunge la optocuplorul IC1, prin C1 și R1. Semialternanțele negative sunt preluate de dioda D1, în timp ce semialternanțele pozitive sunt preluate de LED-ul optocuplorului. Semnalul de ieșire pulsatoriu de c.c. al fototranzistorului din optocuplor se aplică inversorului IC2a. Acest semnal (de apel) este filtrat cu D2, R4, C2 și R5, rezultând o tensiune continuă la intrarea lui IC2c, pe timpul intervalului dintre impulsuri. Impulsurile de nivel „zero" și durate scurte obținute la pinul 6 al lui IC2 se trimit inversoarelor IC2d ÷ IC2f, care servesc drept circuite de comandă pentru releu și care acționează releul (preferabil unul cu rezistență mare). Dioda D8 indică starea releului. Circuitul funcționează, astfel, ca monostabil cu constanta de timp dată de R7-C3.

Când S2 și S3 sunt ambele închise, C3 nu produce impuls din tensiunea continuă de la ieșirea lui IC2c. Potențialul de nivel scăzut rămâne atunci pe intrările circuitelor de comandă a releului, pentru a asigura menținerea lui activă în această situație. Când este închis S1 în locul lui S2, releul este acționat pe durata impulsurilor și dezactivat pe durata intervalului dintre impulsuri. Acesta este modul de utilizare optim pentru indicatoarele optice de apel.

Sursa de alimentare poate fi un simplu

adaptor de rețea la 12 V. Dioda D6 protejează circuitul împotriva polarității incorecte. Tensiunile mai mari de 12 V fac necesare un regulator de 12 V (IC3) și un condensator electrolitic suplimentar (C6). Curentul absorbit de circuit este de numai câțiva miliamperi.

Înainte de construirea circuitului este recomandabilă consultarea autorității de exploatare a rețelei telefonice privind permisiunea de instalare a acestuia.

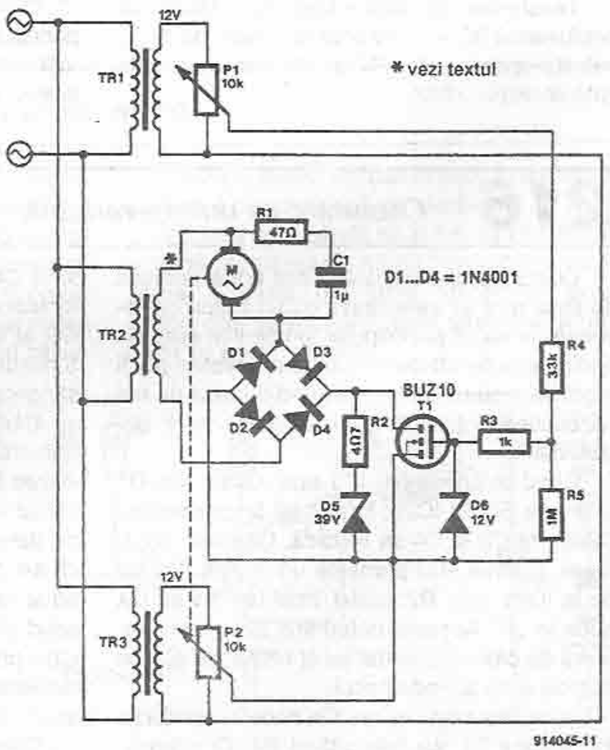
214 *Control secvențial*

Controlul secvențial se folosește acolo unde este necesar controlul continuu de la distanță al instalațiilor mecanice, cum ar fi antene rotative sau robinete. Cel prezentat în schemă oferă precizie de poziționare de 2,5%, deși conține numai câteva componente.

Motorul de comandă este înseriat cu o punte redresoare și, împreună, sunt conectate la secundarul unui transformator de rețea, Tr2. Parametrii transformatorului trebuie corelați cu cei ai motorului. Celelalte două transformatoare de rețea sunt de mică putere, de 12 V, iar din secundarele acestora se poate prelua o tensiune alternativă redusă, prin intermediul lui P1 și P2.

Cursorul lui P1 este conectat la poarta lui T1 prin rețeaua rezistivă R3-R5. Joncțiunea poartă - sursă a tranzistorului servește ca detector de nul. Când circuitul este echilibrat, diferența de potențial dintre cursoare este zero, astfel încât T1 este blocat. Prin motor nu circulă curent, deoarece bucla de curent prin puntea redresoare este întreruptă pentru fiecare semialternanță. Când se reglează unul dintre potențiometre, circuitul nu mai este echilibrat, și T1 trece în conducție fie pe durata semialternanțelor pozitive, fie pe a celor negative, în funcție de potențiometrul care a fost ajustat. Curentul va circula prin motor, D4, T1 și D1, sau prin motor, D3, T1 și D2. Cu alte cuvinte, motorul se poate roti în ambele direcții. Dacă motorul se cuplează mecanic cu P2, P1 poate fi folosit pentru comanda de la distanță a motorului.

Așa cum este prezentat în schemă, circuitul este destinat motoarelor de 12 V; dacă trebuie folosite motoare diferite, țineți cont că ele funcționează cu tensiuni redresate monoalternanță, ceea ce înseamnă că transformatorul trebuie dimensionat la o tensiune de 1,52 ori mai mare decât cea a motorului.



215 *LED multicolor*

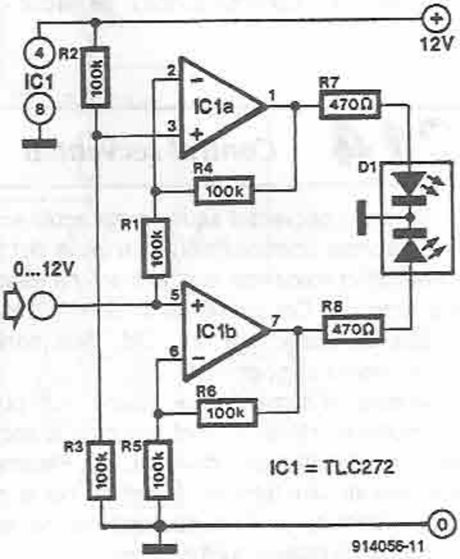
Când tensiunea de control de la intrarea circuitului variază de la 0 V la +12 V, LED-ul luminează la început verde și apoi trece, gradat, prin portocaliu și galben, până la roșu.

Cele două secțiuni ale LED-ului bicolor (roșu și verde) sunt comandate separat: cea verde cu IC1a prin R7, iar cea roșie cu IC1b prin R8.

AO IC1b are amplificarea egală cu 2, rezultând aprinderea LED-ului roșu începând de la tensiuni de intrare de aproximativ 0,5 V. Această secțiune luminează la strălucirea maximă când $U_{in} > U_b / 2$.

AO IC1a este un amplificator inversor cu amplificarea egală cu 2. În plus, intrarea sa neinversoare este conectată la un potențial $U_b / 2$. Când tensiunea de intrare este mai mică decât $U_b / 2$, ieșirea lui este pe nivel ridicat. Când tensiunea de intrare crește peste $U_b / 2$, secțiunea verde a LED-ului va lumina tot mai slab, stingându-se complet atunci când $U_{in} = U_b$.

Tensiunea de alimentare nu trebuie să depășească 30 V: când este mai mare de 12 V, valorile rezistoarelor R7 și R8 trebuie modificate corespunzător.



Curentul consumat de circuit depinde în principal de LED: în cazul folosirii unuia de 34 milicandele la o tensiune de alimentare de 12 V, acesta va fi de aproximativ 35 mA.

216 *Comutare cu durate variabile*

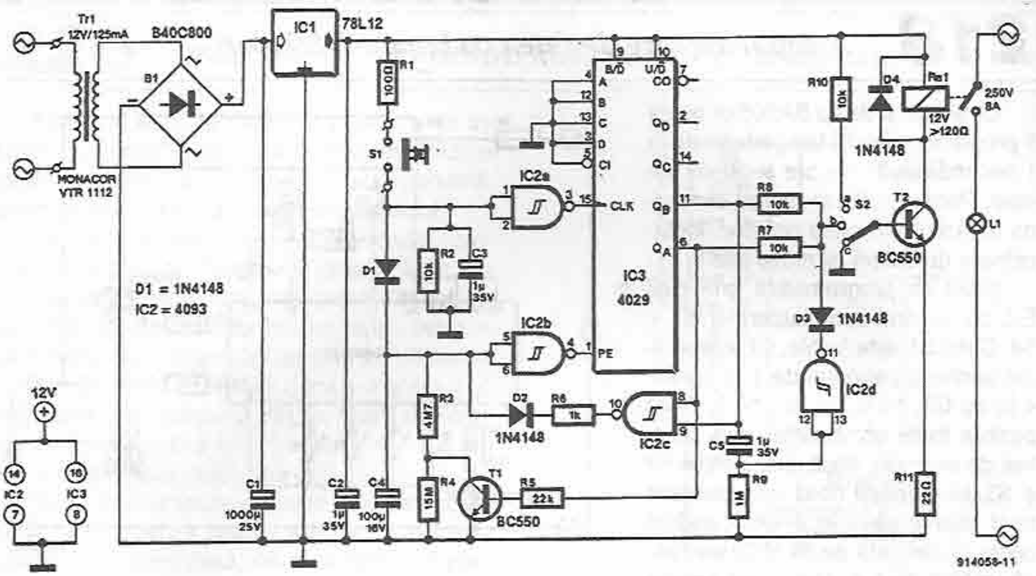
Comutatorul descris aici are două domenii de timp care se selectează cu un buton cu revenire. În cazul prototipului, domeniile erau de 5 minute și de 20 de minute, dar acestea pot fi modificate cu ușurință. Apăsând butonul de trei ori succesiv, sarcina (aici, un bec) va fi deconectată.

Când se apasă S1, IC3 este validat prin D1 și poarta ȘI-NU IC2b; în același timp, condensatoarele C3 și C4 se încarcă. Când se eliberează butonul, IC3 primește un impuls de tact de la IC2a, prin R2, astfel încât ieșirea sa Q_A trece în „1". Aceasta determină acționarea releului de către T2, astfel încât contactul său se închide și se aprinde becul.

În același timp, ieșirea Q_A trece în conducție tranzistorul T1, scurtcircuitând R4. Condensatorul C4 se descarcă prin R3. După ce scade tensiunea pe C4 până la nivelul pragului inferior al triggerului IC2b, ceea ce durează cam 5 minute, IC3 se resetează iar releul comandă stingerea becului.

Când se apasă de două ori succesiv S1, numărătorul primește două impulsuri de tact și ieșirea sa Q_B trece în „1". Tranzistorul T1 rămâne blocat iar C4 se descarcă prin R3 + R4, ceea ce durează cam 20 de minute. Drept indicație că s-a selectat perioada lungă, imediat după a doua apăsare a lui S1 becul se stinge pentru scurt timp. Acest lucru este asigurat de IC2d, care primește un impuls prin rețeaua de diferențiere R9-C5 când ieșirea Q_B a lui IC3 trece în „1".

Când se apasă de trei ori succesiv S1, ie-



914058-11

șirile QA și QB ale lui IC3 trec ambele în „1“, făcând ca ieșirea lui IC2b să devină „0“ și C4 să se descarce rapid. Becul se stinge instantaneu.

Comutatorul rotativ S2 permite cuplarea / decuplarea permanentă a becului. Când acest comutator este pus pe poziția centrală, releul este controlat de circuitul de temporizare.

217 Buton cu acțiune momentană

Circuitul descris aici este un fel de telecomandă pentru toate tipurile de echipamente care trebuie pornite sau cuplate cu ajutorul unui impuls de declanșare. Autoarea îl acționează cu o lanternă pentru a aprinde luminile în garaj.

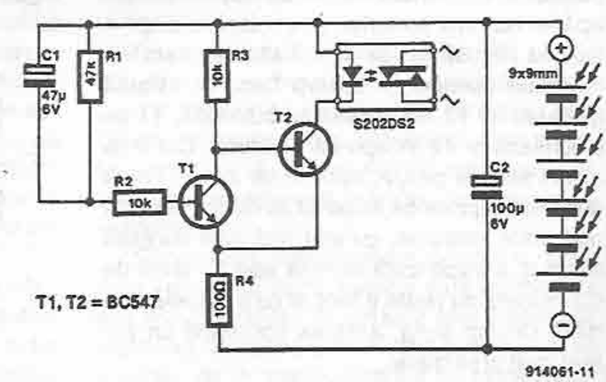
Când cade lumina pe cele șase celule solare înseriate, T1 trece în conducție, rezultând blocarea lui T2. Condensatorul C2 se încarcă.

Atunci când celulele solare nu mai sunt luminate, T1 se blochează iar T2 conduce. Condensatorul C2 se descarcă prin LED-ul releului electronic, care este activat pentru un moment. În acest fel s-a generat un impuls de declanșare pentru echipamente izolate din punct de vedere electric, fără a fi necesară o sursă de alimentare suplimentară.

În schemă, C1, R1 și R2 asigură o comutare stabilă.

Celulele solare folosite în cadrul prototipului au permis o rază de acțiune efectivă de 2 ÷ 3 m.

Circuitul este gândit ca buton cu revenire cu acțiune momentană, nu ca întrerupător cu reținere. Această din urmă funcție se poate obține prin adăugarea, spre exemplu, a unui releu cu automenținere.

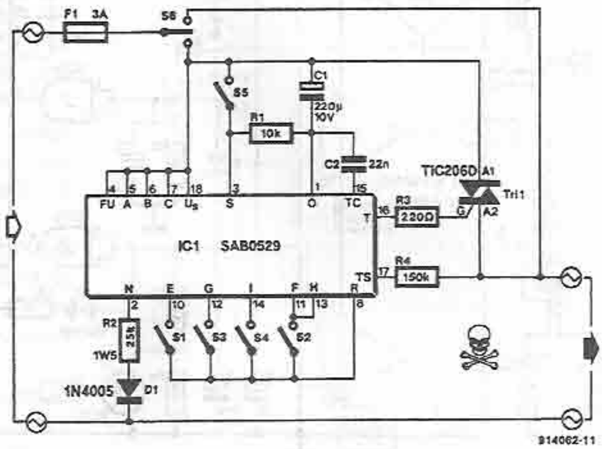


914061-11

218 Temporizatoare de rețea cu temporizări mari

CI Siemens de tip SAB0529 poate fi programat pentru temporizări de la 1 secundă la 31 de ore și 30 de minute. Poate fi utilizat pentru comanda luminilor din casa scărilor, încărcătoare de baterii, și multe altele.

Cipul se programează prin pinii E-I, cu ajutorul comutatoarelor S1 ÷ S4. Când S1 este închis, CI este validat pentru o perioadă de 1 h; cu S2: 4 h; cu S3: 10 h; cu S4: 16 h. Sunt posibile toate combinațiile între acestea: de exemplu, dacă sunt închise S2 și S3, iar celelalte două comutatoare sunt deschise, cipul este validat pentru o perioadă de 14 h. CI comandă un triac de 4 A, care poate acționa sarcini destul de mari. Temporizatorul se declanșează cu S5; în caz de urgență, el poate fi oprit prematur cu S6.

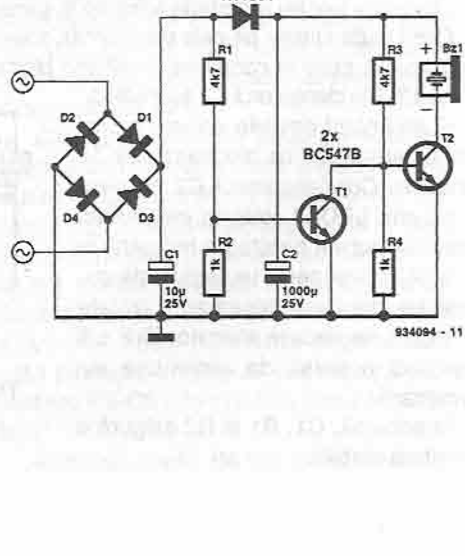


Trebuie acordată mare atenție construcției, deoarece în câteva puncte ale circuitului există tensiuni periculoase.

219 Sonerie complementară

În multe situații, nu este posibilă conectarea a două sonerii în paralel cu cea existentă, deoarece transformatorul de sonerie este în mod normal încărcat la maxim. Circuitul propus aici oferă o soluție pentru această problemă.

Buzerul sună *după* ce s-a eliberat butonul soneriei. Energia necesară acestuia se stochează în condensatorul C2 pe timpul cât este apăsat butonul soneriei. Acest fapt adaugă o sarcină redusă (și de scurtă durată) transformatorului soneriei. În același timp, T1 asigură blocarea lui T2. La eliberarea butonului, T1 se blochează și T2 începe să conducă. Cât timp există sarcină pe C2, buzerul va suna. Durata sunetului depinde de valoarea lui C2 (cu cât este mai mare valoarea, cu atât mai mult durează sunetul). Întrucât toată energia este furnizată de C2, buzerul nu poate fi înlocuit cu o sonerie normală sau un gong, acestea absorbind un curent mult prea mare.

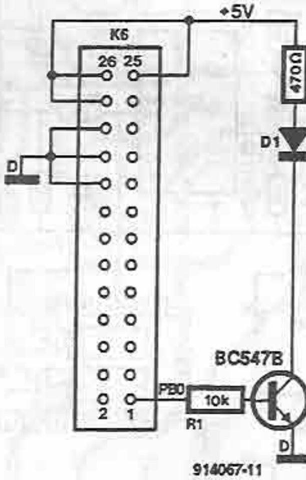


220 Indicator cu LED pentru înregistrator de temperatură

Placa de măsură pentru termometru de interior / exterior* poate fi înzestrată cu indicatorul suplimentar cu LED prezentat în schemă, pentru a verifica funcționarea softwareului.

La fiecare cincisprezece secunde, programul de fundal TLOGGER plasează un impuls pe linia PBO, care este scoasă la conectorul K6. Nivelul acestei linii nu este, desigur, comutat la voia întâmplării, ci doar în momentul în care TLOGGER verifică dacă s-a efectuat o măsurare de temperatură. În caz afirmativ, nivelul liniei rămâne în „1" aproximativ 1 s (în funcție de viteza calculatorului). Dacă nu s-a efectuat nici o măsurare, acest timp este apreciabil mai scurt: de ordinul a 80 ms. Linia este utilizată, de asemenea, de către software pentru semnalizarea în exterior a unei situații de eroare. Dacă, de exemplu, TTRANS.CFG sau TLOGGER.CFG nu este găsit, sau nu este corectă calea, sau discul este plin, sunt plasate pe linie impulsuri cu frecvența de 10 Hz.

Schema prezintă modul de conectare a unui LED la K6 printr-un cablu plat scurt. Alimentarea se preia din calculator.



Bibliografie

* Elektor Electronics, martie 1991.

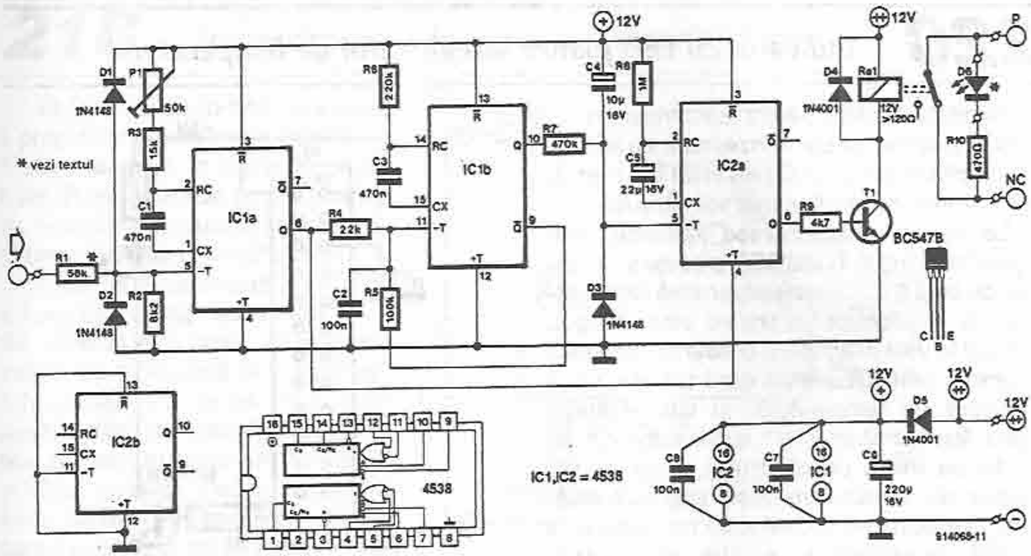
221 Control automat al ventilatorului autovehiculului

Dacă nu ați știut acest lucru, până acum, aflați că circulația rutieră la ore de vârf vă poate afecta sănătatea. Prinși într-un ambuteiaj sau în traficul dens dintr-un oraș mare, șoferii sunt adesea obligați să întrerupă ventilația pentru a nu fi sufocați de gazele evacuate de vehiculele din fața lor. Pornirea și oprirea ventilatorului aproape la fiecare minut, pentru a evita pătrunderea gazelor arse, este de-a dreptul supărătoare, și se pune problema unui comutator automat controlat de turația motorului. Asemenea comutatoare există, dar, din nefericire pentru majoritatea dintre dvs., ele sunt de găsit numai la modelele de vârf prevăzute cu sistem de aer condiționat.

Circuitul prezentat aici nu vă costă prea mult, însă vă pune pe picior de egalitate cu șoferii unor mașini ca BMW 7xx – mă rog, cel puțin din punct de vedere al controlului ventilatorului. Circuitul de control decuplează ventilatorul când motorul merge la turație relativ mică. După o scurtă perioadă, ventilatorul pornește din nou, automat, atunci când aveți drum liber, după depășirea unei zone congestionate, sau când ați început să vă mișcați din nou în cazul unui blocaj de circulație.

Circuitul constă în principal din: (1) un circuit de supraveghere a turației motorului, reglat pentru un prag de comutare de 1800 rot / min; (2) un integrator pentru prevenirea comutărilor la variațiile rapide ale turației; (3) o constantă de timp care introduce o întârziere la conectarea ventilatorului.

Circuitul de supraveghere a turației motorului sesizează dacă mașina este în mișcare sau nu. El realizează aceasta prin detectarea regimului de ralanti al motorului (adică, rularea la turație relativ joasă). Circuitul de monitorizare



constă din două multivibratoare monostabile, IC1a și IC1b. Primul primește impulsuri de la ruptor. Rezistoarele R1-R2 și diodele D1-D2 servesc la reducerea nivelului impulsurilor la un maxim egal cu tensiunea de alimentare a circuitului. Această protecție este necesară deoarece, la anumite mașini, impulsurile ruptorului ating o valoare de vârf de 200 V. Monostabilul IC1a furnizează impulsuri de durată fixă atâta timp cât perioada semnalului de intrare este mai mare decât constanta de timp definită de rețeaua P1-R3-C1. Dacă impulsurile de intrare sunt mai scurte, ieșirea Q a lui IC1a rămâne în „1". Constanta de timp, t1, depinde de numărul de cilindri, N, ai motorului:

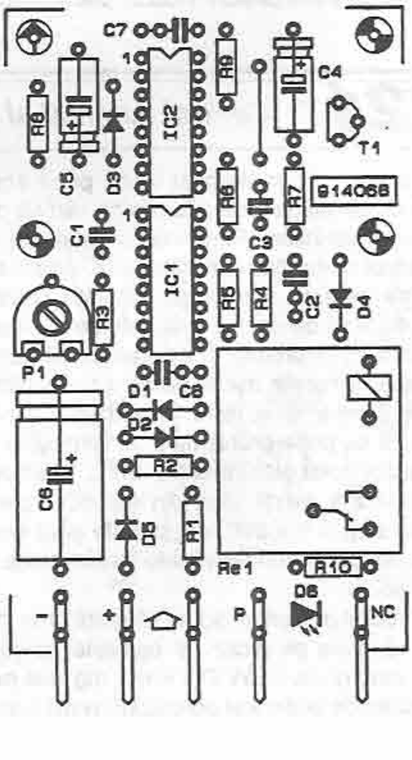
t1 = 120 / (turația motorului x N).

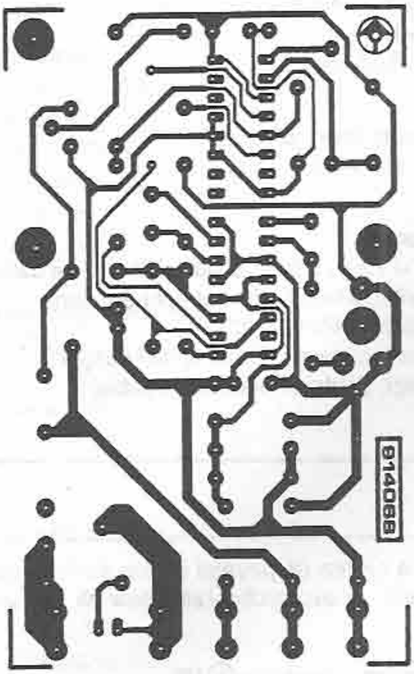
De exemplu, pentru un motor cu patru cilindri și o turație de decuplare de 1800 rot / min:

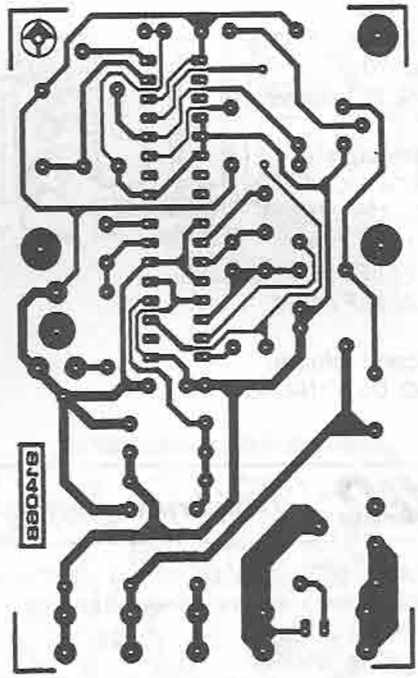
t1 = 120 / (1800 x 4) = 16,67 ms.

În mod similar, pentru un motor cu 5 cilindri, t1 = 13,32 ms; pentru 6 cilindri, t1 = 11,11 ms; pentru 8 cilindri, t1 = 8,32 ms.

Al doilea monostabil, IC1b, este declanșat atâta timp cât primește impulsuri de la IC1a. Așadar, pinul 10 al lui IC1 trece în „1" atunci când turația motorului scade sub 1800 rot / min. Pentru a întârzia răspunsul monitorului de turație a motorului, s-a introdus un mic histerezis prin R5 și C2. Durata impulsului monostabilului IC1b, t2, trebuie să fie mai mare decât cea mai mare valoare a lui t1. Aici, t2 a fost stabilit la aproximativ 100 ms.







Integratorul este format din rețeaua R7-C4, a cărei constantă de timp, t3, este de circa 3 s. Urmează apoi al treilea monostabil, IC2a, care determină durata stării „cuplat", t4, fixată la circa 20 s. Un tranzistor de comandă, T1, interfațează releul la circuitul de control. Observați că decuplarea ventilatorului se face la acționarea releului. Acest lucru dă posibilitatea folosirii ventilatorului în perioadele în care, dintr-un motiv sau altul, circuitul de control nu ar fi alimentat. În fine, al treilea monostabil este conectat cu primul prin intermediul intrării pozitive de declanșare. Aceasta are drept scop prevenirea redeclanșării lui IC2 de fiecare dată când scade turația motorului sub 1800 rot / min.

Cel mai bine ar fi să construiți circuitul pe placa de cablaj prezentată în figurile alăturate. Atenție la curentul maxim al ventilatorului, care circulă prin traseele plăcii și contactele releului – conexiunile dintre ventilator și placă, „P" și „NC" (pentru contact normal închis), trebuie realizate cu borne și papuci de cablu pentru curenți mari, de tipul folosit în instalația electrică a mașinilor.

Testați circuitul cu ajutorul unui generator de funcții conectat la pinul 5 al lui IC1. Fixați o frecvență a generatorului, care să corespundă turației dorite a motorului, la care trebuie să acționeze circuitul de control al ventilatorului. Frecvența generatorului este 1 / t1. Stabiliți durata t1 reglând potențiometrul semireglabil P1 până la limita la care basculează semnalul de la pinul 10. Micșorați frecvența. Releul trebuie să acționeze. Măriți frecvența, și releul trebuie să revină în starea inițială după o întârziere de aproximativ 20 s. Circuitul este acum pregătit pentru a fi instalat pe mașină. Consumul de curent este de circa 1 mA în stare inactivă și de circa 38 mA cu releul acționat.

Listă de componente

Rezistoare:

R1 = 56 kΩ
R2 = 8,2 kΩ
R3 = 15 kΩ
R4 = 22 kΩ
R5 = 100 kΩ
R6 = 220 kΩ
R7 = 470 kΩ

R8 = 1 MΩ
R9 = 4,7 kΩ
R10 = 470 Ω
P1 = 47 kΩ semireglabil

Condensatoare:
C1, C3 = 470 nF
C2, C7, C8 = 100 nF
C4 = 10 µF / 16 V
C5 = 22 µF / 16 V
C6 = 220 µF / 16 V

Semiconductoare:
D1, D2, D3 = 1N4148
D4, D5 = 1N4001
D6 = LED
T1 = BC547B

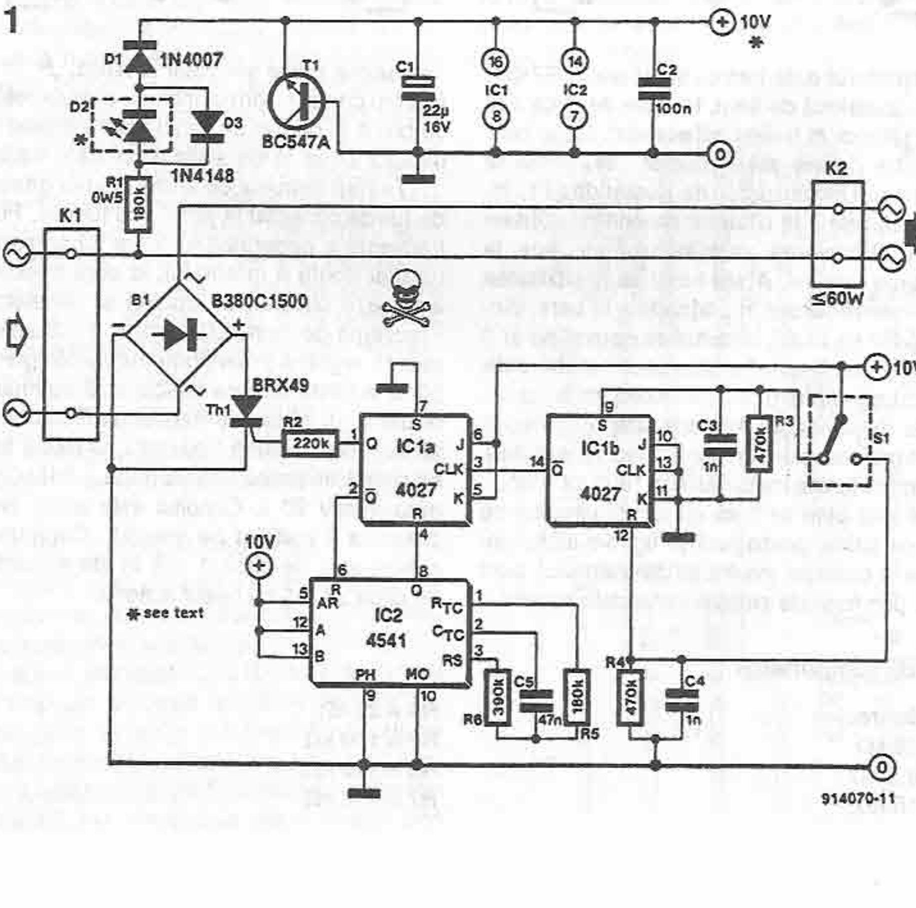
Circuite integrate:
IC1, IC2 = 4538

Diverse:
Re1 = 12 V / 330 Ω pentru montare pe cablaj, contacte la 8 A, de exemplu Siemens V23127-A0002-A201
5 borne cu terminale de lipire în unghi drept, pentru implantare în cablaj

222 *Temporizator pentru veioză*

Mulți copii insistă ca lumina veiozei să rămână aprinsă câteva minute după ce s-a închis cartea de povești și tata sau mama au coborât. Ei au tendința să adoarmă cu lumina

1



Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 180 kΩ / 0,5 W
R2 = 220 kΩ
R3, R4 = 470 kΩ
R5 = 180 kΩ
R6 = 390 kΩ

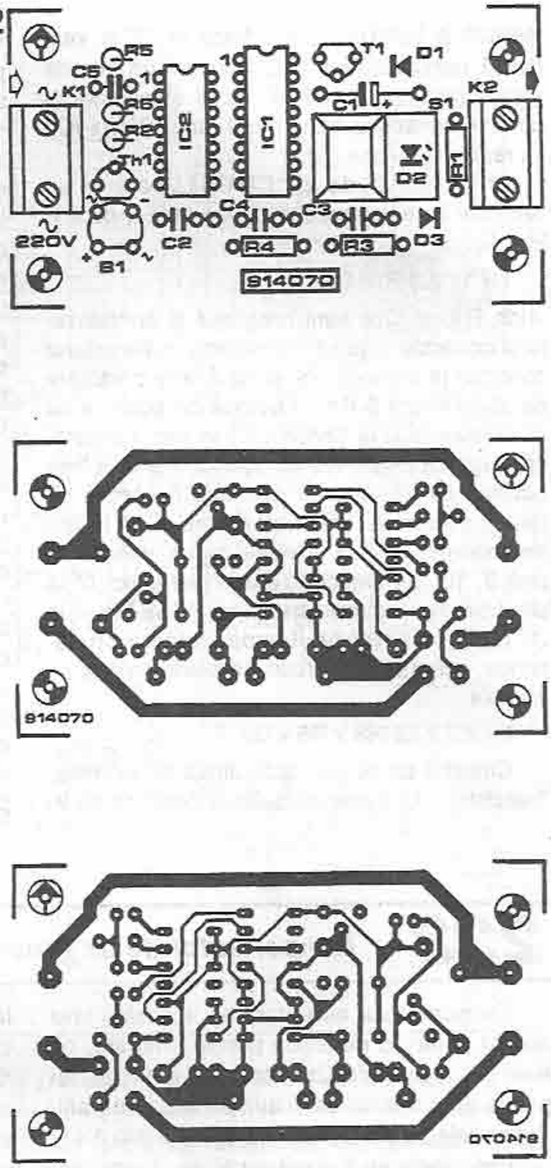
Condensatoare:
C1 = 22 µF / 16 V
C2 = 100 nF
C3, C4 = 1 nF
C5 = 47 nF

Semiconductoare:
D1 = 1N4007
D2 = LED de înaltă eficiență (vezi S1)
D3 = 1N4148
B1 = B380C1500
T1 = BC547A
Th1 = BRX49

Circuite integrate:
IC1 = 4027
IC2 = 4541

Diverse:
S1 = comutator cu revenire (tastă digitală) cu LED încorporat
K1, K2 = regletă de borne cu montare pe cablaj, pasul 10 mm
Carcasă ABS 100 x 50 x 25 mm

2



aprinsă, ceea ce este o risipă de energie și o problemă pentru părinți, întrucât aceasta trebuie stinsă fără a trezi copilul.

Temporizatorul prezentat aici este o soluție elegantă pentru această mică problemă casnică. Ușor de construit din câteva componente ieftine, acesta vă dă posibilitatea să stabiliți cât timp va rămâne aprinsă lumina după ce ați spus „Noapte bună“ și ați acționat temporizatorul.

Apăsarea lui S1 determină basculareea bistabilului IC1b și generează un impuls de tact fără vibrații pe intrarea celui de-al doilea bistabil, IC1a, a cărui ieșire trece în „1“, amorsând un tiristor de mică putere, Th1. Ieșirea comple-

mentară a bistabilului, $\overline{Q}$, trece în „0" și validează temporizatorul IC2. Sarcina, un bec de putere mică (max. 60 W), este alimentată și rămâne conectată până când numărătorul IC2 va reseta bistabilul IC1a.

Numărătorul, de tip CD4541, conține un oscilator care lucrează la o frecvență f, dată în Hz, de:

$$f = 1 / 2{,}3 \cdot R_{TC} \cdot C_{TC},$$

unde R_{TC} și C_{TC} sunt rezistorul și condensatorul conectați la pinul 1, respectiv 2. Rezistorul conectat la intrarea RS, pinul 3, are o valoare de aproximativ 2 R_{TC}. Factorul de scară al lui 4541 este fixat la 65536 (2^{16}) în cazul acesta, prin legarea pinilor săi de control A și B la linia pozitivă de alimentare. Aceasta înseamnă că pinul de ieșire își schimbă starea după 32768 de impulsuri de tact. Nivelele logice definite la pinii 5, 10 și 9 selectează un nivel logic „0" la pinul de ieșire atunci când pinul RESET este în „1" logic. În acest fel, temporizarea, t, în secunde, introdusă de circuit, se poate calcula cu formula:

$$t = 2{,}3 \times 32768 \times R5 \times C5.$$

Circuitul se alimentează direct de la rețea. Tranzistorul T1 formează o diodă Zener de 10 V. Un LED, D2, folosește ca reper de orientare pentru copil. LED-ul constituie parte integrantă a butonului de revenire S1 (tastă digitală).

Trebuie remarcat că tensiunea reală de alimentare a circuitului se poate afla între 6 V și 12 V, în funcție de caracteristicile lui T1. Valoarea exactă are, oricum, mică importanță, cât timp IC1a este capabil să furnizeze un curent de amorsare de circa 200 µA pentru tiristor.

Circuitul se construiește pe placa de cablaj prezentată în fig. 2 și se montează într-o carcasă corespunzătoare din ABS. În scopul protecției electrice, asigurați izolarea corectă a cablurilor de intrare și ieșire și montați manșoane împotriva tensionării acestora. Deschizătura practicată în carcasă pentru tasta cu montare pe cablaj trebuie să fie cât mai mică posibil pentru prevenirea oricărui risc de atingere a circuitului.

ATENȚIE! Întrucât în mai multe puncte ale circuitului se află la tensiuni periculoase pentru operatorul uman, este necesar să se aplice o izolație corespunzătoare. Nu efectuați niciodată lucrări în montaj atunci când acesta este conectat la rețea. Asigurați-vă că nici un element al circuitului nu poate fi atins în timpul punerii la punct, al reglării sau utilizării.

223 *Temporizator de uz general*

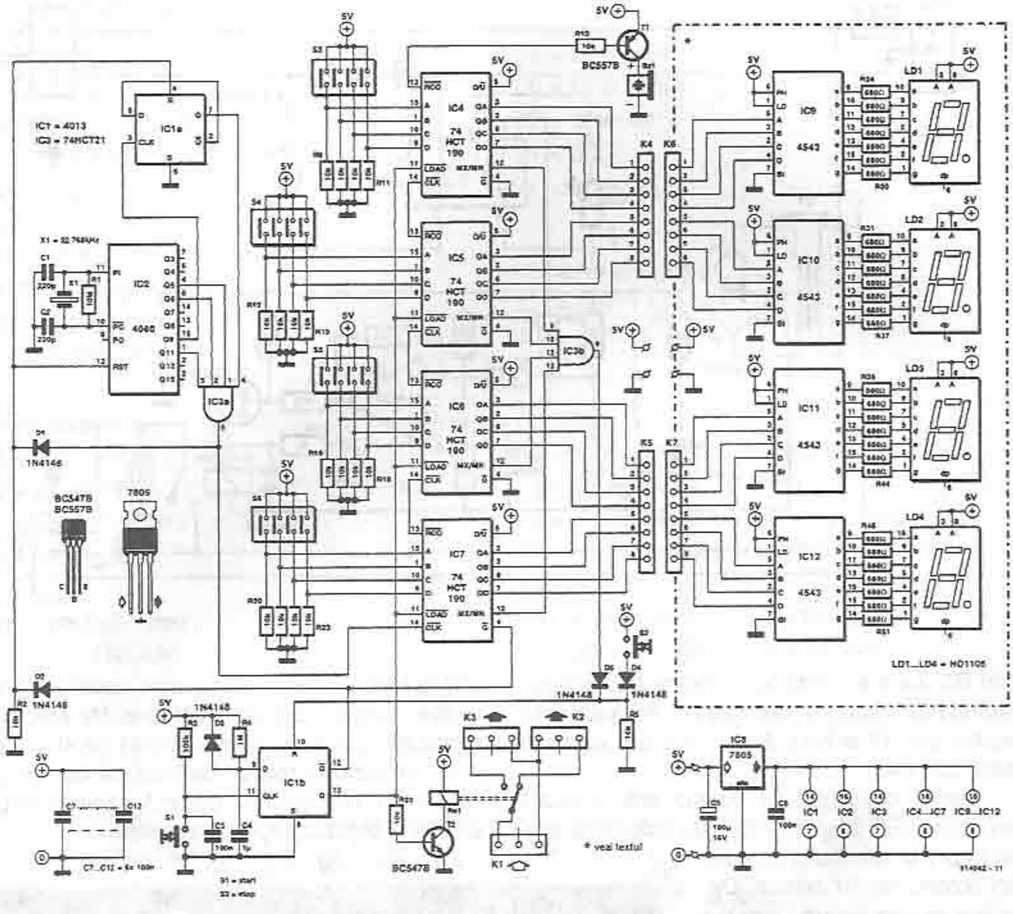
Temporizatorul este destinat acționării unui aparat pentru o perioadă predeterminată, de exemplu a unui bloc de expunere la ultraviolet sau a unui aparat de mărit pentru fotografii. Perioadele se pot stabili între 0,1 s și 999,9 s.

Perioadele se fixează cu ajutorul unor comutatoare de tip rozetă și se memorează în patru numărătoare de tip 74HCT190, IC4 ÷ IC7. Fixarea timpilor este ușurată de afișarea instantanee a acestora pe un display cu LED-uri. După apăsarea butonului de start, intrările numărătoarelor sunt dezactivate și începe numărătoarea inversă. În același timp, se activează releul Re1.

În stare de repaus, contactele lui K2 sunt legate la cele ale lui K1. K1 fiind conectată la rețea, sarcina conectată la K2 este alimentată la tensiunea rețelei; nu există tensiune pe sarcina conectată la K3. La acționarea releului Re1, adică în timpul perioadei active, tensiunea rețelei este comutată de la K2 la K3. La sfârșitul perioadei active, un buzer montat în circuitul de colector al lui T1 emite un sunet. În caz de urgență, perioada activă poate fi încheiată prematur cu ajutorul butonului de stop.

Când se încheie perioada activă, oscilatorul IC2 este dezactivat și releul decuplează. Perioada fixată se afișează din nou pe display-ul cu LED-uri.

Alimentarea temporizatorului poate fi furnizată de un adaptor simplu de rețea de 300 mA, combinat cu un regulator tip 7805.

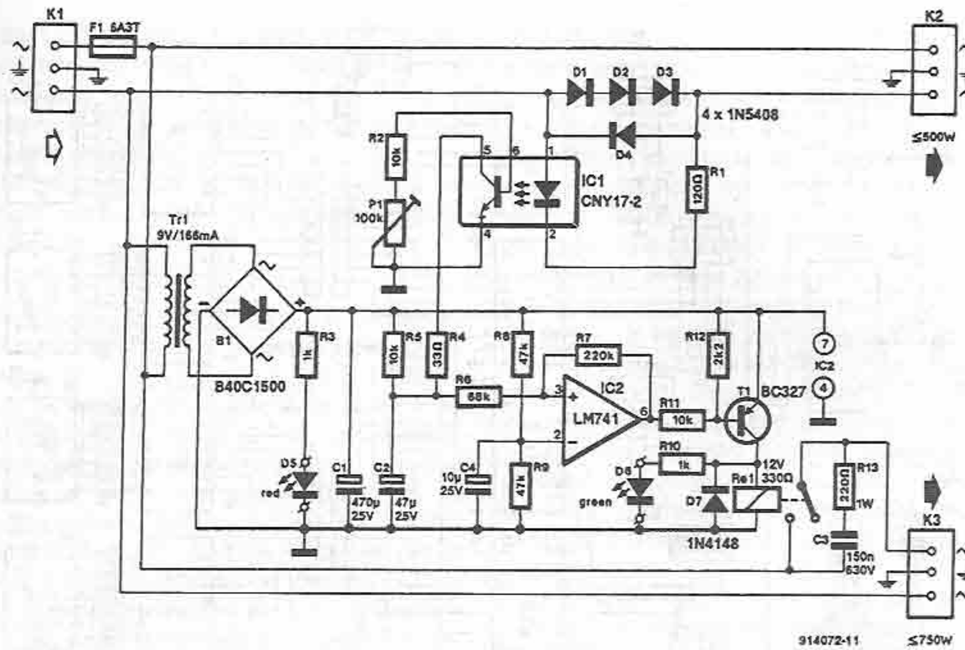


224 *Comandă pornit / oprit pentru o alimentare auxiliară*

Circuitul este destinat comutării unui echipament cu alimentare de la rețea în sincronism cu un bloc master de control. O aplicație utilă în mod deosebit este la rack-ul audio, unde sursele de semnal (casetofon deck, CD-player, magnetofon, tuner etc.) sunt cuplate / decuplate odată cu amplificatorul de putere.

Circuitul supraveghează curentul absorbit de blocul master (prin K2) cu ajutorul optocuplorului IC1. Când P1 este poziționat pentru sensibilitate maximă (corespunzător valorii maxime a rezistenței), câțiva miliamperi sunt suficienți pentru cuplarea consumatorului auxiliar (slave) conectat la K3. Sensibilitatea maximă se folosește în situații rare, deoarece trebuie păstrată o marjă de siguranță față de curenții de pierderi și de repaus ai echipamentului master.

Când curentul absorbit de echipamentul master depășește nivelul de declanșare prestabilit, tranzistorul lui IC1 începe să conducă, determinând trecerea în „0" a ieșirii lui IC2. Ca urmare, T1 conduce și acționează sarcina prin intermediul releului Re1. După ce a fost deconectat echipamentul master, C2 se încarcă

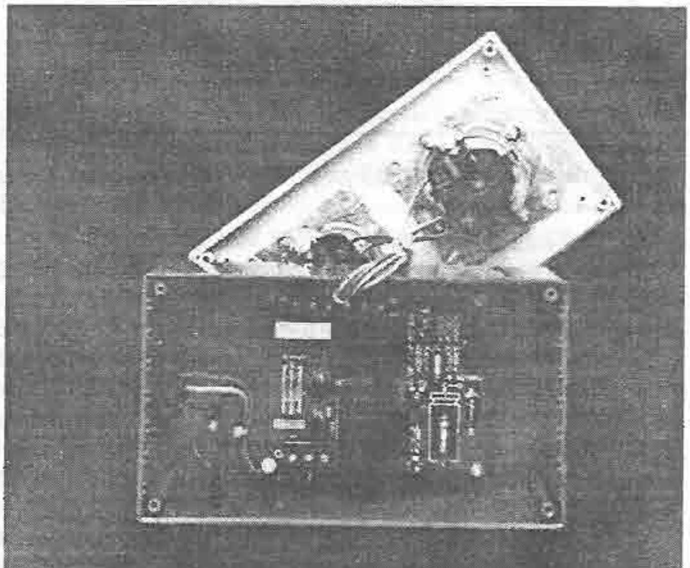


prin R5. La o anumită tensiune pe C2, comparatorul basculează și decuplează echipamentul auxiliar prin T1 și Re1. Acest lucru are loc după circa 500 ms.

Starea circuitului de control este indicată prin două LED-uri: unul, D5, este indicatorul pornit / oprit al circuitului de control propriu-zis, iar celălalt, D6, indică starea pornit / oprit a echipamentului auxiliar. Sarcinile maxime la ieșirile master și slave sunt de 500 W, respectiv 750 W.

Cel mai bine este să se construiască circuitul pe cablajul prezentat în figurile alăturate. Racordarea tensiunii de rețea la placă se face prin conectori cu 3 borne cu implantare pe cablaj. Din motive de siguranță, traseul de împământare de pe placă se va întări cu o bucată de sârmă de cupru cu aria secțiunii transversale de 2,5 mm² sau mai mare.

ATENȚIE! Întrucât mai multe puncte ale circuitului se află la tensiuni periculoase, este necesar să se aplice o izolație corespunzătoare. Nu efectuați niciodată lucrări în montaj atunci când acesta este conectat la rețea. Asigurați-vă că nici un element al circuitului nu poate fi atins în timpul punerii la punct, al reglării sau utilizării.



Listă de componente

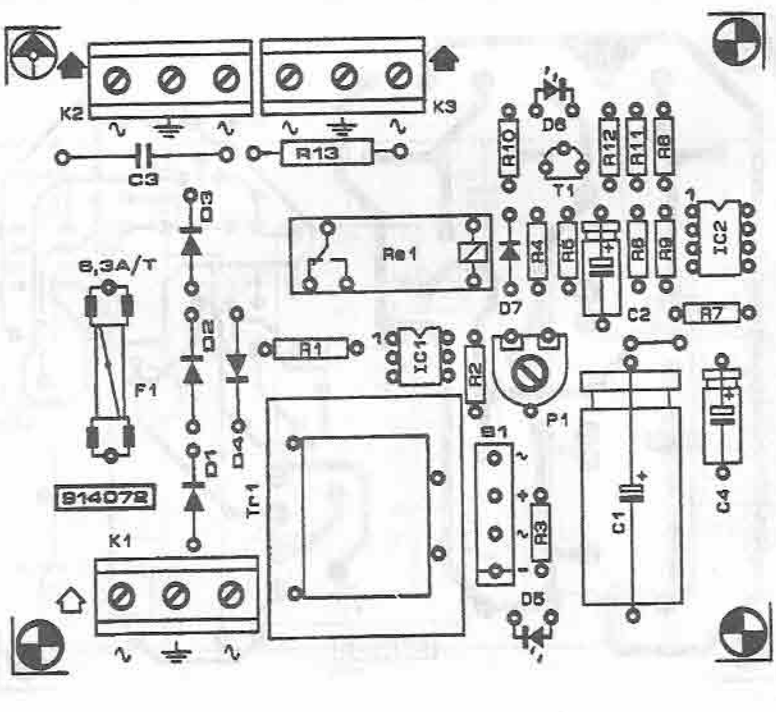
Rezistoare:
R1 = 120 Ω
R2, R5, R11 = 10 kΩ
R3, R10 = 1 kΩ
R4 = 33 Ω
R6 = 68 Ω
R7 = 270 kΩ
R8, R9 = 47 kΩ
R12 = 2,2 kΩ
R13 = 220 Ω / 1 W

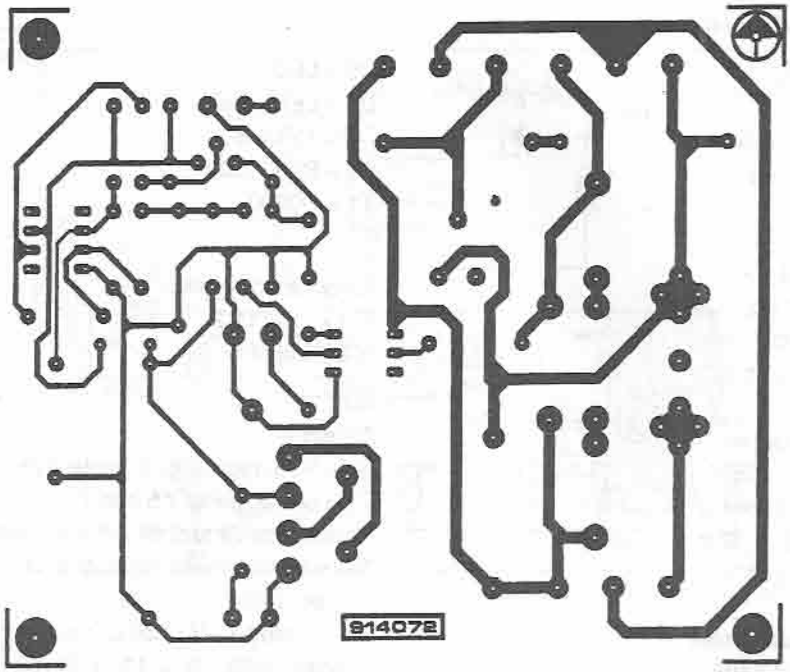
Condensatoare:
C1 = 470 µF / 25 V
C2 = 47 µF / 25 V
C3 = 150 nF / 630 V
C4 = 10 µF / 25 V

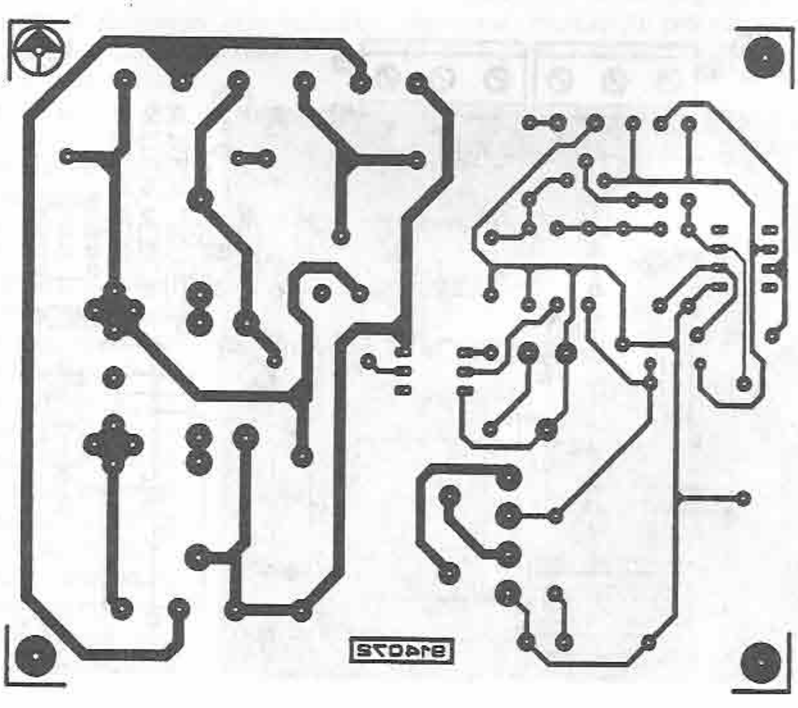
Semiconductoare:
D1 ÷ D4 = 1N5408
D5 = LED roșu
D6 = LED verde
D7 = 1N4148
B1 = B40C1500
T1 = BC327

Circuite integrate:
IC1 = CNY17-2
IC2 = LM741

Diverse:
K1 ÷ K3 = regletă cu 3 borne cu implantare pe cablaj, pasul 7,5 mm
F1 = siguranță fuzibilă 6,3 A cu soclu
Tr1 = transformator rețea, 9 V / 160 mA în secundar
Re1 = releu 12 V / 330 Ω, monopolar
Carcasă ABS, 190 x 110 x 74 mm







225 *Lumini dinamice pentru discotecă*

Muzica pop și efectele luminoase sunt inseparabile. Circuitele care fac posibile aceste efecte variază de la simple la complexe. Circuitul prezentat aici este unul simplu și comandă o lumină „curgătoare" a cărei viteză de deplasare depinde de frecvența și intensitatea sunetului.

Semnalul se aplică la intrarea de tact a numărătorului IC1 printr-un amplificator cu un singur tranzistor, T1. Nivelul său (amplificat) trebuie să fie suficient de mare pentru a depăși pragul de comutare al numărătorului, iar frecvența sa stabilește cât de des va fi acționat numărătorul.

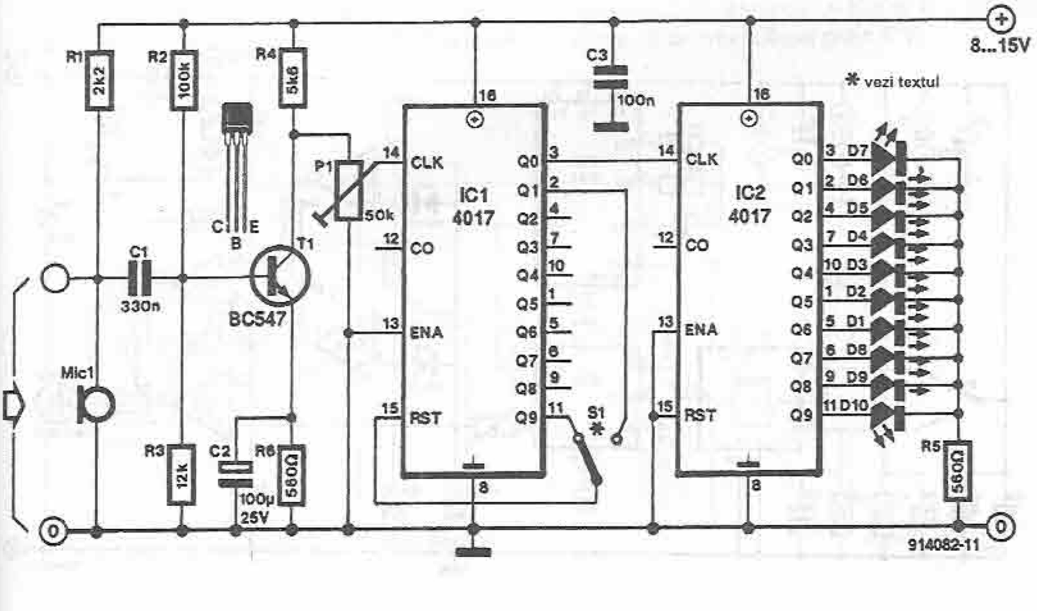
Intrarea poate fi comandată cu semnal de la un preamplificator, dar este de asemenea posibilă conectarea unui microfon cu electret la intrare, așa cum se arată în schemă, caz în care funcționarea este fără contact electric. După amplificare, semnalul i se aplică lui IC1, prin P1, care controlează sensibilitatea circuitului. Întrucât frecvențele audio sunt prea mari pentru a produce un efect vizual de calitate, frecvența semnalului este demultiplicată cu IC1 atunci când S1 conectează pinul 11 cu pinul 15. Când comutatorul este pe cealaltă poziție, pinul 2 este conectat la pinul 15: în acest caz, numărătorul divizează cu 1, iar efectul capătă un caracter complet diferit, care nu mai aduce cu o lumină „curgătoare".

Lumina „curgătoare" propriu-zisă este creată cu IC2, un numărător incluzând un decodificator 1 din 10, acționat cu semnalul de tact de pe ieșirea Q_0 a lui IC1. Din cele zece ieșiri ale lui IC2, fiecare cuplată la câte un LED, există întotdeauna una în starea „1". LED-urile au un rezistor comun de polarizare, R5, aranjament perfect funcțional, din moment ce există un singur LED aprins la un moment dat (deși, adesea, există impresia că sunt mai multe aprinse simultan).

Circuitul se poate extinde prin adăugarea unui LED la pinul 12 (ieșirea CARRY) a lui IC1. Acest LED trebuie să aibă propriul său rezistor de polarizare (560 Ω).

Sursa de alimentare trebuie să poată furniza un curent de până la 100 mA: la frecvențe mici, curentul este apreciabil mai redus.

Culorile LED-urilor pot fi alese după propriul gust.



226 Comutator pentru lampă cu halogen

Circuitul de comutare, destinat lămpilor cu halogen de tensiuni reduse, prelungește viața acestor lămpi, deoarece asigură creșterea gradată a curentului de filament, eliminând astfel vârfurile mari de curent care circulă prin bec în cazul utilizării comutatoarelor normale. Adăugarea unui temporizator permite deconectarea lămpii după un interval de timp prestabilit.

Lampa este comutată de T1, un MOSFET care are rezistența canalului de numai 0,08 Ω, asigurând pierderi reduse (≤ 250 mW, în cazul prototipului). Comanda se face prin modulația impulsurilor în durată, care de asemenea tinde să minimizeze pierderile.

Comanda aprins / stins se dă cu S1. Bistabilul IC2b este un circuit de tact pentru divizorul cu 2, IC2a. Când ieșirea Q a divizorului este „1", lampa este aprinsă sau în curs de amorsare; când ieșirea Q este în „0", lampa este stinsă sau pe cale de a se stinge. Lampa poate fi deconectată automat de către IC3, după un timp prestabilit. Temporizarea, t, în secunde, se calculează cu:

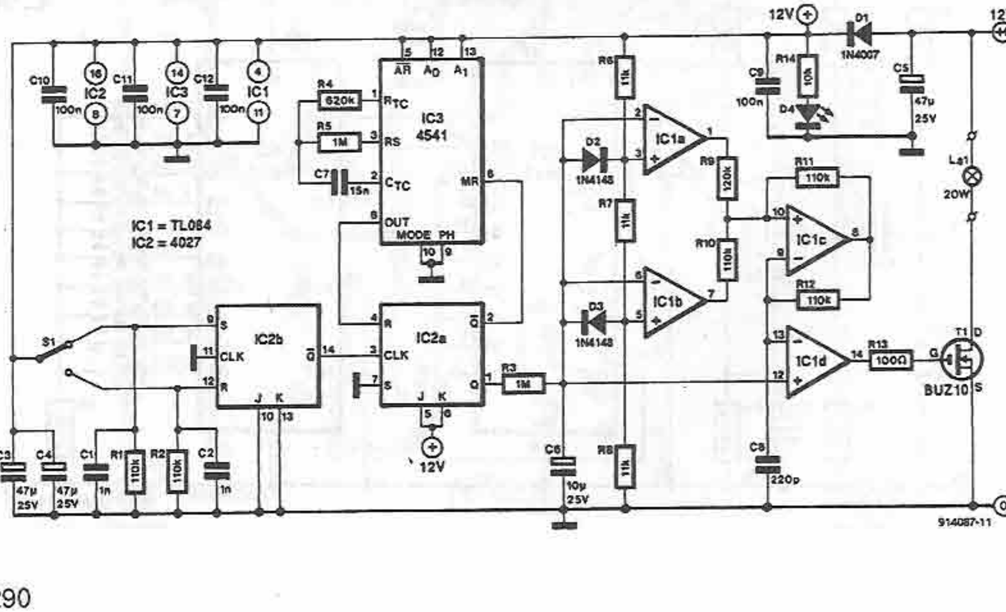
$$t = 32768 \times 2{,}3 \times R4 \times C7,$$

unde R4 este în ohmi și C7 în farazi. Cu valorile din schemă, temporizarea este de 700 s (11 minute).

Când intrarea de reset a lui IC2a este pusă la masă, lampa poate fi controlată numai prin S1; temporizatorul IC3 și rețeaua RC asociată lui pot fi omise.

Când se comandă cu S1 aprinderea lămpii, tensiunea pe C6 crește lent. Datorită lui D3, chiar și în starea de așteptare există pe C6 o tensiune aflată puțin sub nivelul necesar basculării comparatorului IC1b. Odată ce începe încărcarea lui C6, comparatorul basculează aproape fără întârziere. Aceasta pornește generatorul de semnal dreptunghiular IC1c. Totuși, nu semnalul dreptunghiular este cel folosit aici, ci semnalul triunghiular rezultat pe C8. Acest semnal este comparat cu tensiunea de pe C6. Rezultă un semnal dreptunghiular de 25 kHz la ieșirea lui IC1d, având durata impulsurilor lent crescătoare. Acest semnal se folosește pentru comanda lui T1, și astfel a lămpii, care va începe să lumineze treptat.

Tensiunea pe C6 continuă să crească până când se atinge pragul de basculare al comparatorului IC1a. Acest circuit basculează, ceea ce blochează generatorul IC1c, dar T1 este menținut în conducție de IC1d. Tensiunea pe C6 este ținută puțin peste pragul de basculare al lui IC1a, de către D2. Acest aranjament face



posibil, dacă este necesar, ca lampa să se stingă aproape imediat după ce s-a apăsat S1 sau s-a scurs perioada fixată pentru IC3.

Când IC1a basculează din nou, tensiunea triunghiulară este comparată cu tensiunea descrescătoare de pe C6, astfel încât durata impulsurilor semnalului de la ieșirea lui IC1d scade. Când tensiunea pe C6 atinge nivelul la care basculează IC1b, generatorul este oprit din nou, dar, de această dată, T1, și deci lampa, rămân deconectate.

Găsirea comutatorului S1 în întuneric este ușurată prin folosirea unui comutator cu LED încorporat (D4).

Sursa de alimentare constă dintr-un transformator de rețea adecvat (care probabil că există deja pentru alimentarea lămpii) și o punte redresoare de 3 A. Curentul este consumat în principal de către lampă: cu o lampă de 20 W, acesta se ridică la 1,6 A.

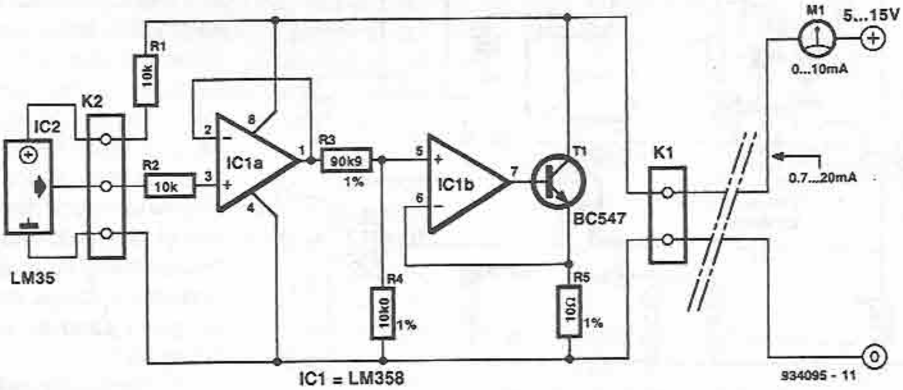
227 *Senzor activ de temperatură pe două fire*

Când o mărime fizică (măsurand) trebuie măsurată la distanță, este necesar, în mod normal, ca senzorul să fie prevăzut cu un amplificator. Acest amplificator necesită o sursă de alimentare, ceea ce înseamnă că trebuie dus un al treilea fir la senzor. În circuitul de față, măsurandul și sursa de alimentare folosesc aceleași două linii. În acest scop, măsurandul, preluat printr-un circuit tampon, IC1a, este convertit într-un curent de alimentare suplimentar dat de sursa de curent IC1b. Cu alte cuvinte, mărimea semnalului de intrare poate fi măsurată din nivelul curentului de alimentare (care, de asemenea, include curentul absorbit de AO și, probabil, de senzor).

Când se folosesc senzorul și AO specificate, curentul este de circa 0,7 mA (0,65 mA cu alimentare de la 5 V; 0,7 mA la 10 V; 0,77 mA la 15 V). Cu deviația de capăt de scală poate fi, oricum, ușor compensată.

Circuitul este astfel proiectat încât, dacă temperatura senzorului variază de la 0°C la 100°C, curentul de alimentare se modifică de la 0,7 mA la 10,7 mA. Astfel, un miliampermetru înseriat pe linia de alimentare permite citirea simplă a temperaturii; curentul de alimentare al AO (0,7 mA) se anulează, ca deviație pe instrument, cu ajutorul șurubului de reglaj al acestuia.

Rețineți că este necesară compensarea căderii de tensiune pe firele lungi prin furnizarea unei tensiuni de alimentare mai mari, pentru a preveni subalimentarea lui IC1 și IC2 (acestea trebuie să primească cel puțin 5 V).



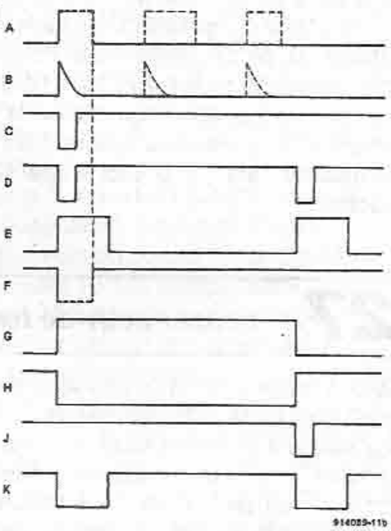
228 *Temporizator pentru camera video*

Unele videocamere au o mufă pentru blocul de telecomandă. Se pare, totuși, că nu este simplu de efectuat conectarea și controlul în durată prin această mufă. De exemplu, camera video cu înregistrare tip Blaupunkt 8010 nu primește comanda pornit / oprit în manieră tradițională, ci prin impulsuri de 40 ÷ 60 ms lungime. Un impuls pornește camera, iar următorul o deconectează. Comanda manuală printr-un comutator este practic imposibil de realizat. Cu toate acestea, circuitul descris aici oferă o soluție.

Temporizatorul generează automat impulsurile; intervalul dintre două impulsuri se poate stabili între 1 s și 10 s. Funcționează cu o baterie de 9 V (PP3 sau 6F22): consumul de curent este de numai 330 µA.

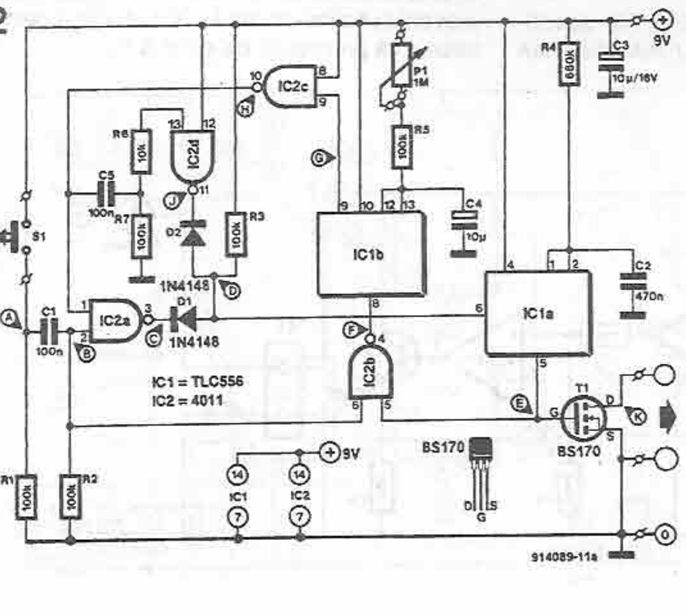
Când se închide comutatorul S1 (semnalul A – vezi fig. 1) rețeaua de derivare R2-C1 face ca IC2a să primească doar un impuls scurt (semnalul B), chiar dacă S1 rămâne apăsat câtva timp. Presupunând că circuitul era în repaus înaintea apăsării lui S1, pinul 1 al lui IC2a este în „1", astfel că ieșirea CI (semnalul C) trece în „0" ca urmare a semnalului B. Semnalul de ieșire al lui IC2a declanșează monostabilul IC1a prin intermediul porții ȘI D1-D2-R3, la care ieșirea lui IC1a (semnalul E) comandă în conducție tranzistorul T1. Acest tranzistor servește drept comutator start / stop al camerei video; drena și sursa lui se conectează la videocameră.

1



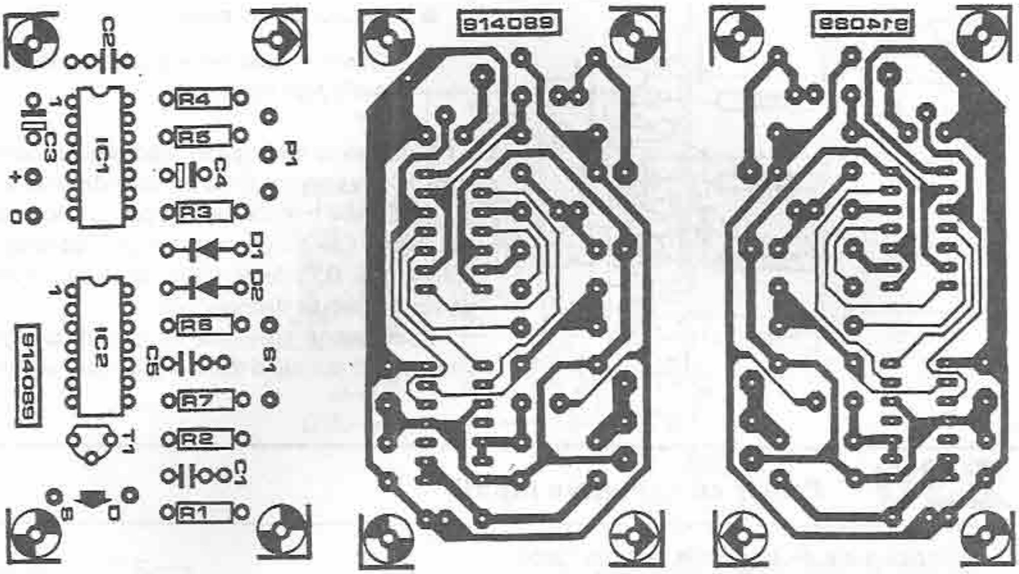
În momentul în care IC1a generează impulsul de start, IC1b este declanșat pentru a începe măsurarea intervalului de timp dintre impulsurile de start și stop. Acest interval se poate stabili cu ajutorul lui P1. Pe parcursul acestui interval, semnalul H este ținut în „0" și acest lucru dezactivează comutatorul S1. După scurgerea perioadei monostabilului IC1b, semnalul H trece în „1" și se propagă prin IC2d, astfel încât IC1a este declanșat din nou și trimite un impuls de stop camerei. Circuitul revine apoi în starea de repaus, până când se închide din nou S1.

2



În forma descrisă, cir-

3



cuitul este foarte potrivit pentru adăugarea de titluri materialului filmat. O apăsare pe S1 și titlul din fața obiectivului camerei se înregistrează timp de câteva secunde.

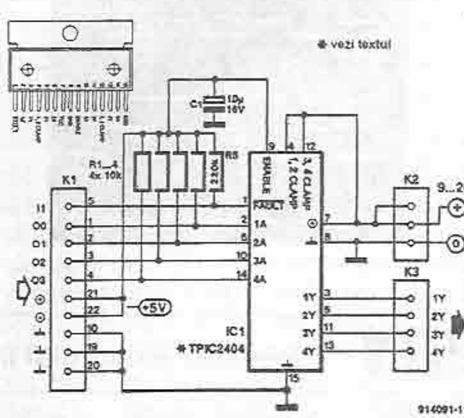
Comutatorul S1 poate fi înlocuit cu un cronometru de intervale de timp, pentru înregistrări în ritm accelerat.

229 *Comutator de putere inteligent*

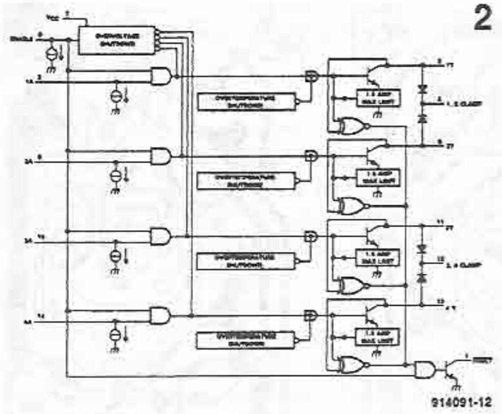
TPIC2404, produs de Texas Instruments, este un comutator monolitic cuadruplu de tensiune ridicată și curent mare, proiectat special pentru comanda unor sarcini periferice, cum ar fi relee, motoare, becuri și alte sarcini de tensiuni și curenți mari, la o logică de mică putere. Aceasta poate comuta fără nici o problemă curenți până la 1 A; curentul se poate mări la 4 A prin conectarea în paralel a patru ieșiri. Așa cum se vede în fig. 2, ieșirile sunt cu colectorul în gol.

Conectat într-un circuit ca acela din fig. 1, cipul se poate folosi într-un mod convenabil pentru mărirea puterii comutate de convertorul A / D și D / A Centronics, publicat în numărul din mai 1990 al revistei Elektor Electronics. Observați că ieșirea FAULT (eroare) a CI este conectată la intrarea 11 a convertorului. Aceasta face ca TPIC2404 să poată indica următoarele condiții de eroare:

1



- Tensiune de alimentare prea mare (> 25,5 V).
- Supraîncărcare termică.



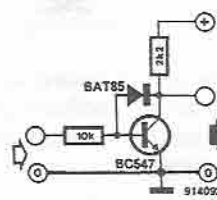
- Scurtcircuit pe ieșire.
- Sarcină neconectată (numai dacă ieșirile sunt inactive).

Software-ul testează în mod regulat nivelul liniei 11 și va semnaliza o condiție de eroare.

TPIC2404 trebuie montat pe un mic radiator: 8 cm². Când cipul este folosit împreună cu convertorul, R31 de pe placa de montaj a convertorului trebuie deconectată.

Comutatorul consumă un curent de aproximativ 100 mA când toate ieșirile sunt active.

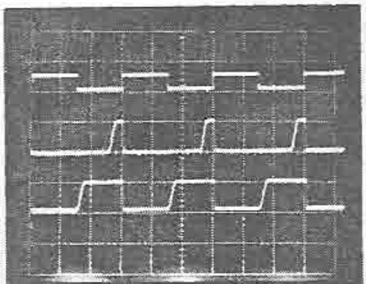
230 *Poartă cu comutare rapidă*



Tranzistoarele de comutație sunt de obicei comandate în saturație, ceea ce are un efect negativ asupra vitezei de comutare. Acest efect se elimină aproape complet prin folosirea unor diode Schottky la intrări. În egală măsură, este posibilă adăugarea unei diode la un tranzistor (în paralel pe joncțiunea sa bază-emitor) așa cum se arată în schemă, pentru a-i mări viteza de comutare.

Când tranzistorul este comandat în conducție, curentul său de bază va fi repede limitat, deoarece dioda are un potențial de transfer mai coborât decât joncțiunea bază-colector, astfel încât o parte din curent va circula prin diodă. Când tranzistorul este comandat în blocare, el va avea nevoie de mai puțin timp pentru a atinge starea de blocare. Efectul se vede clar în fotografie. Semnalul 1 este semnalul de intrare cu frecvența de 166 kHz. Semnalul 2 este semnalul de colector (inversat) fără diodă, iar semnalul 3 este semnalul de colector cu dioda adăugată. Este evident că, datorită diodei, colectorul revine mult mai rapid la starea de nivel ridicat.

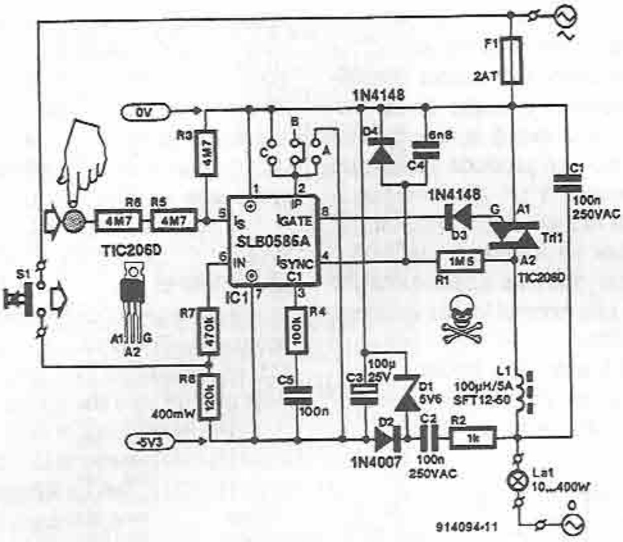
1
2
3



231 *Reglarea intensității luminoase cu CMOS*

CI Siemens SLB0586A permite construirea simplă a unui circuit pentru reglarea intensității luminoase cu control senzorial. Folosit împreună cu un triac de tip TIC206D, el dă posibilitatea reglării fără probleme a intensității luminoase date de un bec de 10 ÷ 400 W. Este necesară o bobină de 100 μH / 5 A pentru suprimarea zgomotelor de comutație.

Impulsurile de sincronizare sunt create din tensiunea rețelei, cu R11, C4 și D4, și aplicate



la pinul 4 al CI.

Tensiunea de alimentare se obține prin intermediul lui R2, C2, D1, D2 și C3 și se află la aproximativ 5,3 V sub potențialul rețelei. Tasta senzorială folosită pentru acționarea CI este conectată la pinul 5 prin două rezistoare de 4,7 MΩ, R5 și R6, pentru a garanta securitatea utilizatorului.

Întrucât adesea variatoarele de luminozitate se construiesc într-un circuit existent, apare frecvent necesitatea acționării din două locuri diferite. Ca urmare, schema prezintă un comutator cu revenire care se poate plasa la distanță mare de tasta senzorială.

În schemă pot fi observate, de asemenea, trei conexiuni de selecție, destinate selectării unuia dintre cele trei moduri de lucru ale CI. Când se folosește conexiunea B, lumina se aprinde întotdeauna la ultimul nivel folosit, pe câtă vreme la folosirea lui A sau C lumina se aprinde la strălucirea minimă. Când sunt folosite B sau C, sensul reglării se inversează la fiecare folosire; acest lucru nu este valabil la folosirea conexiunii A.

Când se atinge scurt tasta senzorială, adică timp de 50 ÷ 400 ms, lumina se aprinde sau se stinge; dacă se atinge pe o durată mai mare, începe ciclul de reglare.

232 *Controlul nivelului apei*

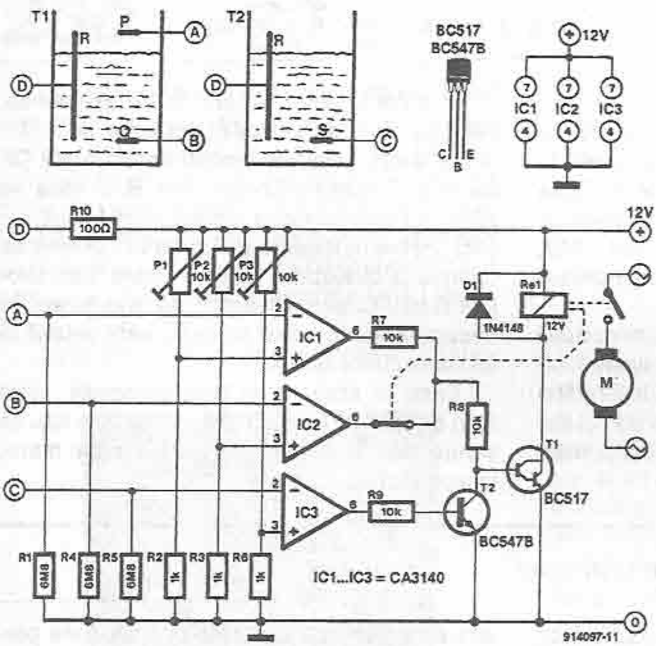
În unele țări, alimentarea cu apă se face neregulat în majoritatea timpului; în multe alte țări, doar în perioade de secetă. Un mijloc pentru ca acest lucru să devină mai puțin neplăcut este oferit de circuitul de față. Acesta necesită două rezervoare de apă: unul, T2, la nivelul solului sau chiar sub pământ, iar celălalt, T1, situat pe o înălțime, sau măcar apreciabil mai sus decât T2. Rezervorul 2 se umple, cu ajutorul unei pompe, din rezervorul 1, pentru a asigura o presiune suficientă a apei. Circuitul prezentat asigură menținerea unui anumit nivel al apei în rezervorul 1; dacă nivelul apei scade sub acel nivel, va fi cuplată pompa. Este prevăzută o protecție pentru cazul în care rezervorul 2 este gol. Circuitul este acționat de un număr de senzori plasați în rezervoare. Fiecare rezervor conține o bară inoxidabilă sau o bucată de sârmă rigidă, R. Rezervorul 1 are doi senzori, P și Q, fiecare constând dintr-un disc mic, inoxidabil. Rezervorul 2 are un senzor, S, identic cu cei din rezervorul 1. Senzorul P arată când este plin rezervorul 1; Q semnalizează când este gol rezervorul 1; S arată când este gol rezervorul 2 (nu există apă deloc). P și R sunt conectați printr-un rezistor la linia pozi-

tivă de alimentare, în timp ce senzorii sunt legați la intrările inversoare ale celor trei AO: IC1 ÷ IC3. Intrările neinversoare ale acestor amplificatoare primesc potențiale preluate de la divizoare de tensiune. Dacă există suficientă apă între bară și un senzor, se produce practic un scurtcircuit care determină un nivel ridicat la intrarea inversoare a AO asociat. Pentru pornirea / oprirea pompei se folosește un releu: contactul său normal deschis acționează un motor, iar contactul său normal închis este conectat la ieșirea lui IC2.

Când rezervorul 1 este plin, intrările inversoare ale tuturor celor trei AO sunt la nivel ridicat: ieșirile celor trei AO sunt atunci în „0" și releul este inactiv. Când nivelul apei în rezervorul 1 scade, ieșirea lui IC1 trece în „1", dar, întrucât ieșirea lui IC2 este în „0", releul rămâne inoperant. Însă, când nivelul apei coboară sub senzorul Q, ieșirea lui IC2 va trece în „1". Tranzistorul T1 trece în conducție iar releul este acționat, astfel că pompa este pusă în funcțiune iar ieșirea lui IC2 rămâne în gol. Nivelul „1" de pe pinul 6 al lui IC1 face ca T1 să rămână în „1".

Când rezervorul 1 se umple până la nivelul senzorului P, nivelul „0" rezultat la ieșirea lui IC1 va determina dezactivarea releului, astfel încât pompa va fi decuplată.

Când rezervorul 2 este gol, ieșirea lui IC3 trece în „1", ducând la deschiderea lui T2, astfel încât T1 rămâne fără curent de bază. Ca urmare, releul nu va putea fi acționat.



Tensiunea de referință a fiecărui AO poate fi reglată cu P1 ÷ P3, pentru a se obține schema de comutare dorită, care, desigur, depinde și de senzori, și de compoziția apei.

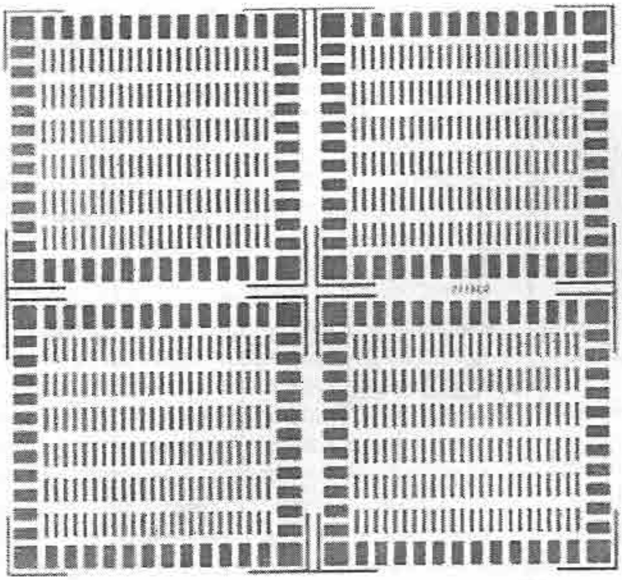
Întrucât pe senzori se aplică tensiuni continue, aceștia vor trebui inspectați cu regularitate. Un sfat: electrozii din cărbune ai bateriilor uscate consumate nu se dizolvă în apă și sunt inoxidabili.

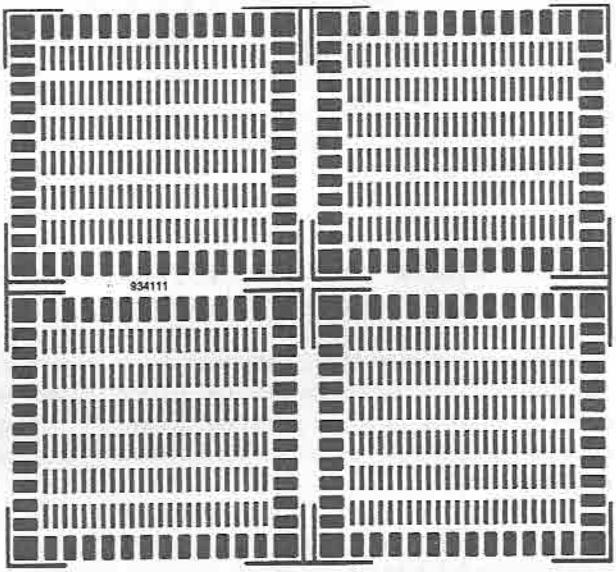
Curentul consumat de circuit este determinat în primul rând de bobina releului: BC517 poate comuta până la 400 mA. Cele trei AO consumă numai câțiva miliamperi.

233 *Placă de încercări pentru tehnologie SMT*

Componentele pentru tehnologia montării pe suprafață (SMT) nu au terminale și, prin urmare, nu se pot monta pe plăcile veroboard sau stripboard folosite în mod obișnuit pentru construirea prototipurilor circuitelor electronice.

Placa de circuit imprimat prezentată aici este ideală pentru inițierea experimentelor cu componente SMT. Conține patru zone identice, cu insule din cupru izolate, pentru a permite adaptarea la mărimea majorității dispozitivelor montate pe suprafață (SMD), inclusiv a circuitelor integrate. În jurul zonelor pentru montaje a fost prevăzută câte o fâșie cu insule din cupru mai late, pentru a ușura conectarea firelor și a componentelor externe la placă.

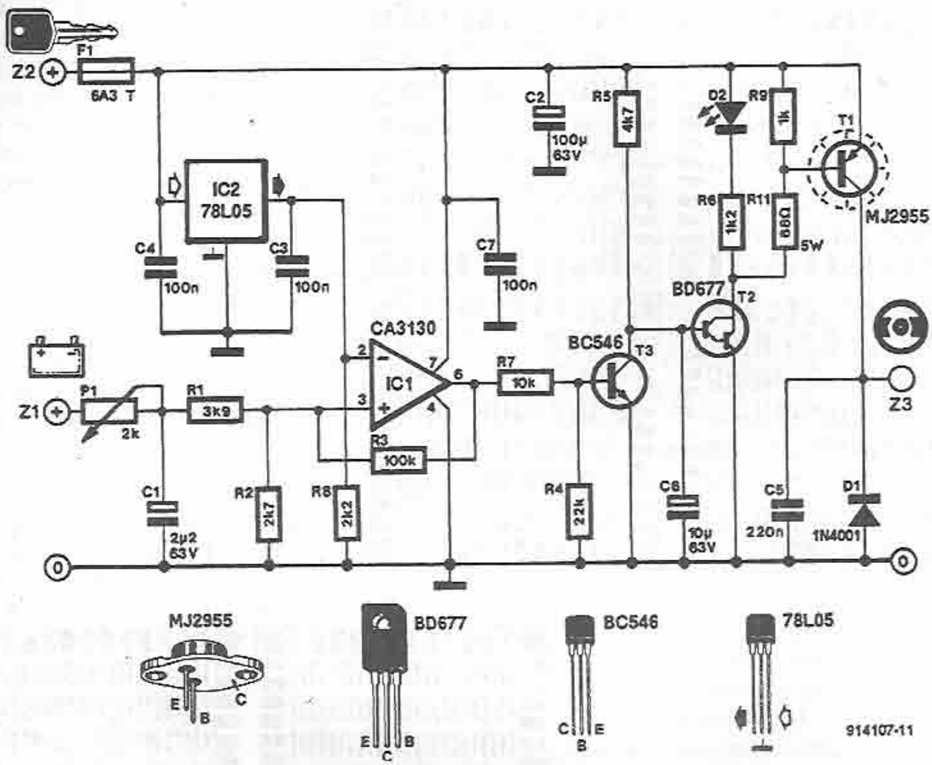




234 *Stabilizator de tensiune pentru mașină*

La mașinile mai vechi, tensiunea de încărcare a bateriei este controlată mecanic. Regulatorul constă dintr-un releu care cuplează / decuplează înfășurările statorice ale alternatorului. Această variantă este predispusă la defectări, reglare imprecisă și sensibilitate la variațiile sarcinii.

Alternativa electronică descrisă aici are avantajele că nu conține elemente în mișcare și că oferă o reglare mult mai precisă. În plus, tensi-



unea este măsurată la bornele bateriei, eliminând influența pierderilor pe conductoare asupra rezultatului.

Regulatorul, IC1, este în principiu un dispozitiv care compară permanent tensiunea bateriei cu un potențial de referință. Acest comparator comandă un tranzistor de putere care comută excitația alternatorului.

Terminalul Z1 este conectat la borna + a bateriei; Z2 la cheia de contact; iar Z3 la înfășurarea statorică a alternatorului.

Tensiunea bateriei este redusă la aproximativ 5 V cu divizorul de tensiune R1-R2-P1 și aplicată la intrarea neinversoare a triggerului Schmitt IC1. Intrarea inversoare a acestui AO este la potențialul de referință de 5 V furnizat de stabilizatorul IC2. Tranzistorul de putere T1 este comutat de ieșirea lui IC1 și de tranzistoarele T2 și T3. Dioda D2 funcționează ca indicator, iar D1 este dioda pentru recuperarea energiei inductive. Condensatorul C6 atenuează impulsul produs de trecerea în conducție a lui T1, fiind astfel generate mult mai puține armonici și suprimându-se interferența radio în unde medii.

Regulatorul se calibrează prin conectarea unui bec de 12 V sau a unui rezistor de 15 Ω / 10 W, între Z3 și masă, și a unei surse de alimentare reglabile de putere și a unui multimetru, poziționat pe 15 V, între Z1 și masă. Reglați tensiunea sursei la 14,3 V și ajustați P1 până când se stinge becul. La reducerea treptată a tensiunii sursei, becul trebuie să se aprindă din nou la 13,9 V.

Construcția stabilizatorului se pretează cel mai bine montării într-o carcasă din aluminiu care servește și ca radiator pentru T1. Carcasa se poate etanșa folosind o pastă siliconică adecvată (cu solidificare).

235 „555" digital

Există o versiune digitală a binecunoscutului CI de temporizare tip 555: HCT5555. Clasicul 555 poate fi folosit ca astabil sau monostabil, cu temporizarea determinată de o rețea RC. Controlul cu cuarț nu este posibil, iar pentru constante de timp mari, precizia scade inadmisibil de mult.

HCT5555 este destinat strict ca monostabil; dacă este necesară funcționarea ca astabil, vor trebui adăugate un număr de componente externe – vezi schema. Temporizările sunt date, oricum, de un oscilator integrat separat și de un divizor programabil. Datorită numărului mare de facilități, noul dispozitiv nu este construit într-o capsulă de 8 pini ca 555, ci într-o capsulă de 16 pini.

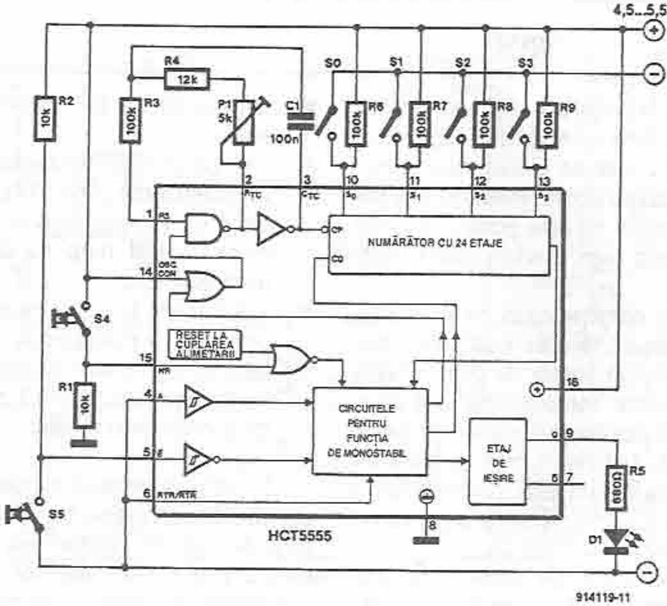
Cipul are două intrări de declanșare: una pentru tranziții pozitive (A) și cealaltă pentru tranziții negative (B). Aceste intrări se pot interconecta: durata impulsului monostabilului, determinată de oscilator și de factorul de scară stabilit, va începe la fiecare tranziție din semnalul de intrare. Când este activată una dintre intrări, ieșirea Q trece în „1". Există și o ieșire complementară, $\overline{Q}$.

- Câteva dintre terminalele nou adăugate sunt:
- MR (pinul 15) este resetul principal;
- redeclanșabil (pinul 16), care determină dacă CI va reacționa la impulsuri de declanșare cât timp nu s-a scurs durata monostabilului;
- OSC CON (control oscilator – pinul 14) prin care se poate bloca oscilatorul intern;
- pinii 1, 2 și 3 sunt folosiți pentru oscilator, în timp ce pinii 10 ÷ 13 determină factorul de scară – vezi tabelul.

O aplicație posibilă a noului dispozitiv este temporizatorul prezentat în schemă, care indică, de exemplu, încheierea perioadei de 14 h pentru încărcarea bateriilor NiCd. LED-ul se stinge (sau se aprinde, în cazul utilizării ieșirii Q). Oscilatorul se reglează la 333 Hz, cu P1 (R1 = 1,84 kΩ). Lăsați toate comutatoarele deschise sau eliminați-le complet.

Tensiunea de alimentare depinde de tipul de CI folosit: versiunea HCT necesită 4,5 ÷ 5,5 V, în timp ce versiunea HC poate lucra între 2 ÷ 6 V. CI absoarbe circa 0,5 mA.

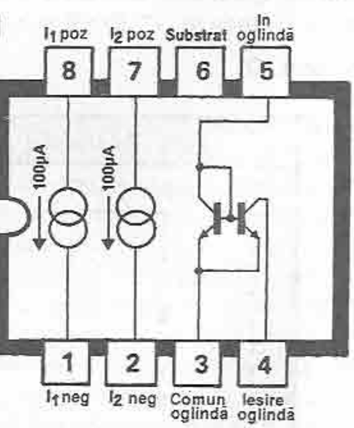
Intrări de selecție				Divizoare	
S3	S2	S1	S0	Binar	Zecimal
L	L	L	L	2^1	2
L	L	L	H	2^2	4
L	L	H	L	2^3	8
L	L	H	H	2^4	16
L	H	L	L	2^5	32
L	H	L	H	2^6	64
L	H	H	L	2^7	128
L	H	H	H	2^8	256
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
H	L	L	L	2^{17}	131072
H	L	L	H	2^{18}	262144
H	L	H	L	2^{19}	524288
H	L	H	H	2^{20}	1048576
H	L	L	L	2^{21}	2097152
H	L	L	H	2^{22}	4194304
H	L	H	L	2^{23}	8388608
H	L	H	H	2^{24}	16777216



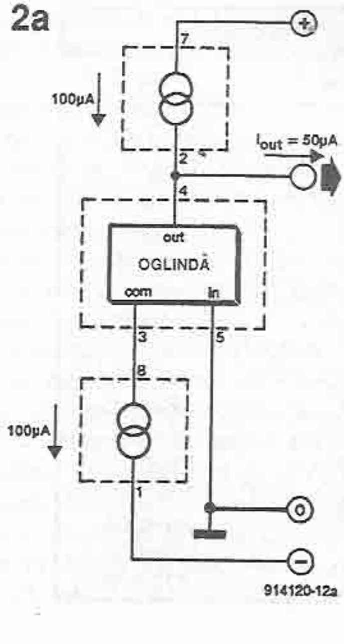
236 *REF200 – Burr-Brown*

CI Burr-Brown REF200 oferă, într-o capsulă DIL de 8 pini, două surse de curent independente, fiecare capabilă să furnizeze 100 µA,

1

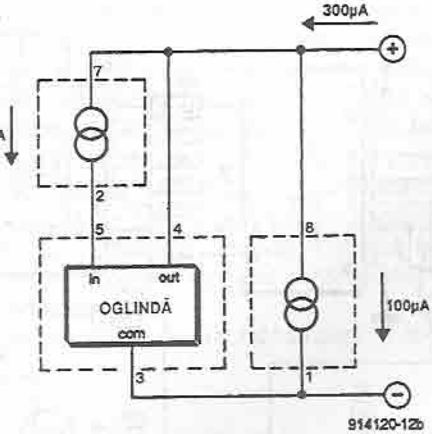


2a

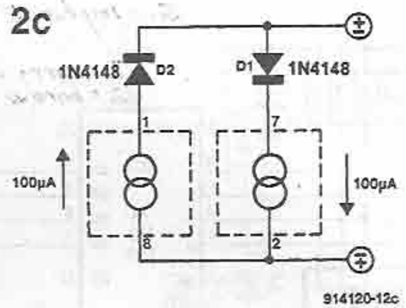


și o oglindă de curent 1:1. Configurația pinilor este dată în fig. 1. Observați că nu există nici un pin pentru conectarea tensiunii de alimentare. Totuși, funcționarea corectă a surselor de curent este garantată pentru tensiuni la bornele sursei nu mai mici de 2,5 V. Variația medie cu temperatura este de numai 25 ppm / °K. Impe-

2b



2c



danța de ieșire nu coboară sub 100 MΩ. Tensiunea de lucru nu trebuie să depășească 40 V.

Cele două surse și oglinda de curent permit o multitudine de configurații, dintre care câteva sunt prezentate în fig. 2. Cea din fig. 2.a este o sursă de curent de 50 µA a cărei tensiune de ieșire poate varia între 0 V și tensiunea pozitivă de alimentare minus 2,5 V. În fig. 2.b, toate elementele CI formează o sursă de curent flotantă de 300 µA. În sfârșit, fig. 2.c prezintă o sursă de 100 µA bidirecțională.

237 *Întârziere la conectarea alimentării, de uz general*

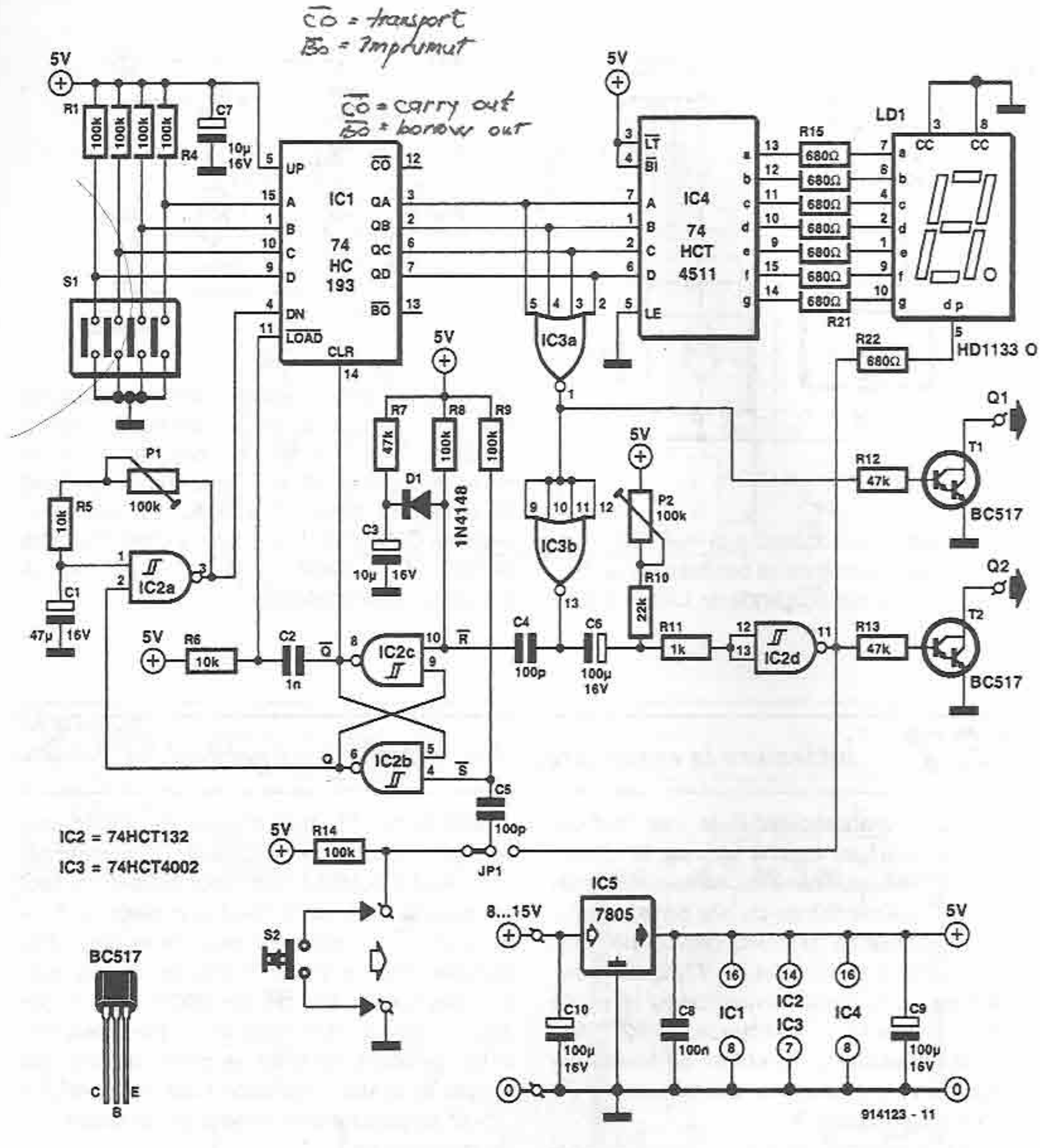
Ieșirea Q1 a acestui circuit de întârziere devine activă după un anumit timp de la conectare și rămâne așa până la începerea următorului ciclu. Ieșirea Q2, pe de altă parte, funcționează de asemenea ca monostabil; după scurgerea perioadei monostabilului, Q2 devine automat inactivă. Perioada monostabilului se poate fixa între 1 secundă și 4 secunde, cu P2. Întârzierea la conectarea alimentării se poate fixa cu precizie între 1 secundă și 4 minute, cu P1 și microcomutatoarele S1.

Circuitul este prevăzut și cu un indicator al numărătorii inverse: cifra afișată de LD1 informează continuu în legătură cu timpul rămas până la conectare. Display-ul cu 7 segmente este comandat de IC4, un CI decodificator care face vizibile doar cifrele normale (1 ÷ 9).

La încheierea perioadei de întârziere, numărătorul IC1 ajunge în poziția 0. Ca urmare, ieșirea lui IC3a trece în „1" și T1 este adus în conducție. Cum, în același timp, ieșirea lui IC3b trece din „1" în „0", este declanșat monostabilul IC2d. Ieșirea monostabilului trece în „1" și îl deschide pe T2, fapt indicat de aprinderea punctului zecimal de pe display. De asemenea, este resetat bistabilul start / stop IC2b-IC2c, fapt ce dezactivează numărătorul și oscilatorul. Pentru a declanșa următorul ciclu de temporizare, bistabilul trebuie trecut din nou pe „1", iar pentru aceasta, cu firul de conexiune JP1 în poziția din figură, este necesar un front descrescător la intrare. Aceasta se poate rezolva mai simplu apăsând comutatorul S2, dar tranziția „1"-„0" se poate obține și de la un alt circuit sau de la un senzor.

Când JP1 este pe cealaltă poziție, ieșirea monostabilului este conectată la intrarea bistabilului start / stop. Acest lucru determină declanșarea unui nou ciclu de temporizare la sfârșitul perioadei monostabilului. Circuitul funcționează acum ca oscilator.

Circuitul necesită o sursă de alimentare de 8 ÷ 15 V. Absoarbe un curent de aproximativ 40 mA, cea mai mare parte fiind preluată de display. Tranzistoarele T1 și T2 pot comuta până la 400 mA.



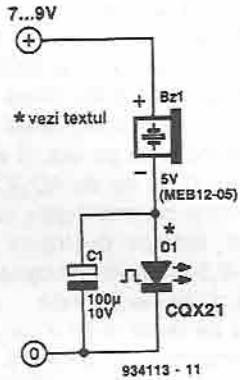
238 *Indicator de bază pentru alarme*

Cea mai evidentă indicație de alarmă este o lumină pulsatorie. Aceasta necesită o electronică relativ complexă, totuși, pentru obținerea unor pulsații adecvate. În plus, în anumite condiții, cum ar fi lumina de zi puternică, indicatorul nu va putea fi observat cu ușurință.

Circuitul de față este însăși expresia simplității: constă din numai trei componente și oferă nu doar o indicație vizuală, ci și una acustică. Se bazează pe un LED care conține electronica necesară aprinderii și stingerii periodice. Când LED-ul este aprins, el absoarbe

un curent mult mai mare decât în starea de repaus. Această caracteristică este exploatată aici. Când LED-ul este stins, curentul este aproape zero, astfel că pe buzer nu există tensiune. Când LED-ul este aprins, curentul relativ mare produce o cădere de tensiune pe buzer, astfel încât acesta sună. Condensatorul aflat în paralel pe LED asigură o decuplare suficientă a tensiunii pe diodă. Circuitul este acționat la aplicarea tensiunii continue de 7 ÷ 9 V la bornele sale.

Circuitul consumă un curent de circa 10 mA.



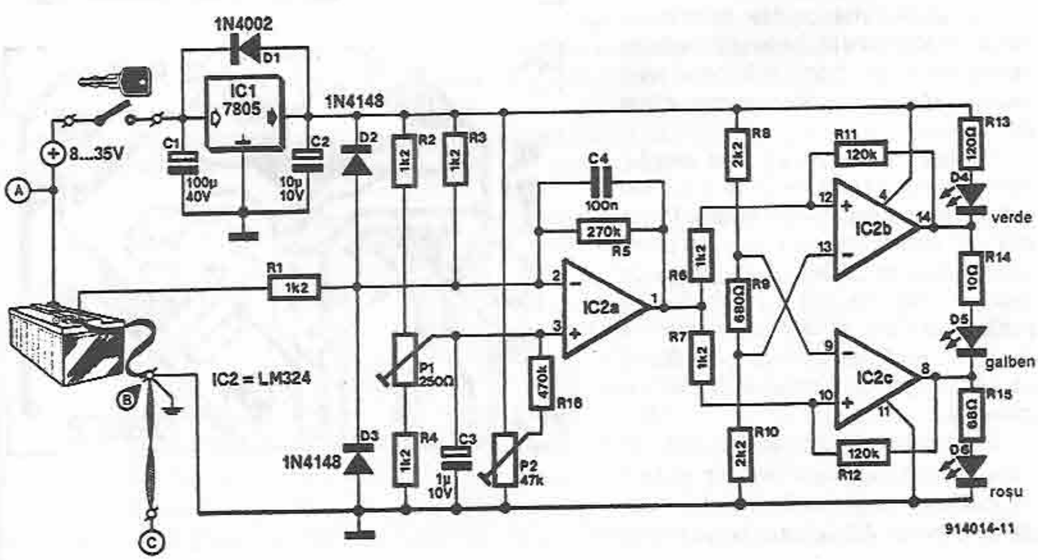
239 *Supravegherea bateriei mașinii*

Circuitul de supraveghere de tip încărcare - descărcare în repaus descris aici este potrivit pentru toate vehiculele cu baterie de 12 V sau 24 V a căror bornă negativă este legată la șasiu (borna B din schemă).

Curentul absorbit de la baterie este măsurat prin supravegherea căderii de tensiune pe cablul pentru curenți mari conectat între borna negativă a bateriei și șasiu. În mod obișnuit, acest cablu se prelungește spre motor (punctul C). Borna pozitivă este conectată, în mod obișnuit, la două cabluri, unul masiv pentru demaror, și altul mai subțire la cheia de contact.

Două LED-uri, montate în interiorul mașinii, indică dacă bateria este încărcată sau descărcată cu un curent important, furnizând o asigurare în plus privind funcționarea generatorului. Al treilea LED este prevăzut să indice un fel de zonă neutră în care bateria este doar slab încărcată sau descărcată.

Circuitul este, în principiu, un comparator cu fereastră realizat cu două AO. Căderea de



tensiune existentă pe cablul prin care se conectează bateria la șasiu se aplică rezistorului R1, care este parte integrantă a punții de măsură constând din R1-R2-R3-R4-P1. Mica diferență de potențial dezechilibrează puntea, și este amplificată de 100 de ori de AO IC2a, care este conectat ca amplificator neinversor. Practic, tensiuni de intrare de +2,5 mV sau –2,5 mV sunt detectate cu certitudine de puntea echilibrată.

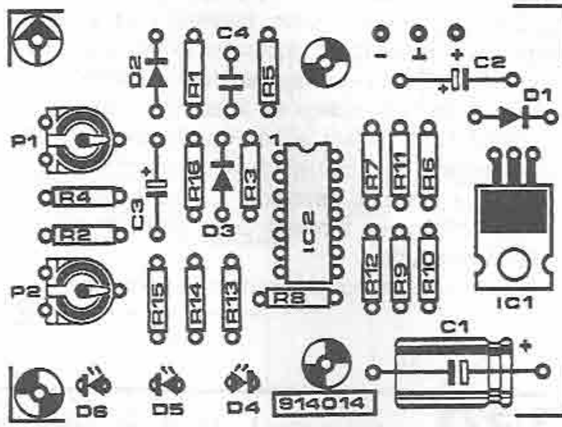
Tensiunea de ieșire a lui IC2a comandă un comparator cu fereastră realizat în jurul lui IC2b și IC2c. LED-urile de la ieșirile AO indică dacă bateria este încărcată (D4 aprinsă), descărcată (D6 aprinsă), sau în starea „neutră" (D5 aprins).

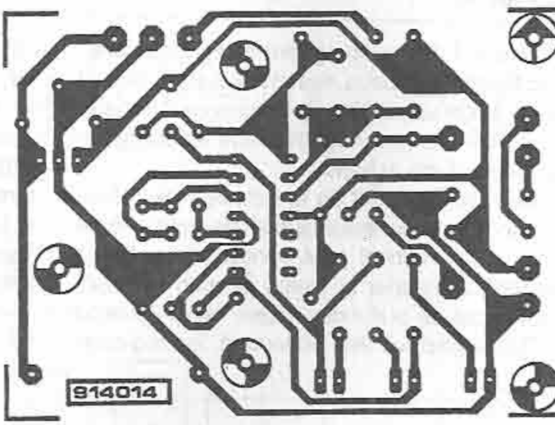
Cele două rețele de reacție pozitivă asociate lui IC2b și IC2c sunt decuplate la ieșirea lui IC2a de R6 și R7, pentru ca histerezisul comparatorului cu fereastră să nu afecteze tensiunile de referință create cu R8-R9-R10. Dacă este necesar, R9 poate fi micșorată pentru a reduce lățimea zonei intermediare (neutre).

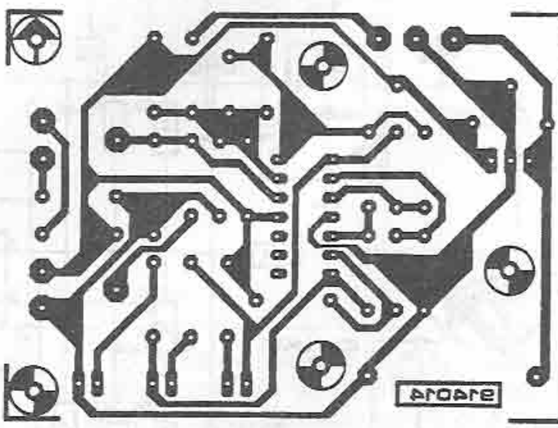
Rezistoarele fixe din punte trebuie să aibă toleranțe mici și să fie montate astfel încât să aibă contact termic între ele. Circuitul include o sursă proprie de alimentare, bazată pe omniprezentul stabilizator cu trei terminale, 7805. Stabilizatorul necesită radiator numai când se montează pe mașini având tensiunea bateriei mai mare de 12 V.

Reglarea circuitului se face simplu. Porniți motorul și lăsați-l în ralanti. Plasați potențiometrul semireglabil P2 la mijlocul cursei. Reglați apoi P1 până când se aprinde LED-ul pentru starea „în repaus", D5. Reglați cu atenție P2 până când IC2a dă la ieșire o tensiune de 2,5 V. Ambalați motorul și verificați că LED-ul pentru „încărcare", D4, luminează.

Cu valorile componentelor date în schemă, circuitul va indica un curent de încărcare sau descărcare mai mare de aproximativ 1,5 A, care corespunde







la 18 W, pentru o baterie de 12 V. Culorile sugerate pentru LED-uri sunt verde pentru D4 (încărcare), roșu pentru D6 (descărcare) și galben pentru D5 (în repaus). Ca soluție alternativă, LED-urile pentru „încărcare" și „descărcare" pot fi de formă triunghiulară, montate astfel încât să indice în sus, respectiv în jos. LED-ul stării de „repaus" va fi dreptunghiular, în acest caz, și se va monta între celelalte două. În fine, circuitul consumă circa 30 mA când este conectat la un sistem de 12 V.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 ÷ R4, R6, R7 = 1,2 kΩ
R5 = 270 kΩ
R8, R10 = 2,2 kΩ
R9 = 680 Ω
R11, R12 = 120 kΩ
R13 = 120 Ω
R14 = 10 Ω
R15 = 68 Ω
R16 = 470 kΩ
P1 = 250 Ω, semireglabil tip H
P2 = 47 kΩ, semireglabil tip H

Condensatoare:
C1 = 100 μF / 40 V
C2 = 10 μF / 10 V
C3 = 1 μF / 10 V
C4 = 100 nF

Semiconductoare:
IC1 = 7805
IC2 = LM324
D1 = 1N4002
D2, D3 = 1N4148
D4 = LED verde
D5 = LED galben
D6 = LED roșu

240 *Indicator programabil cu LED*

În prezent, cel mai răspândit indicator în electronică este, aproape fără excepție, dioda electroluminiscentă (LED), care este disponibilă într-un număr de culori (roșu, verde, albastru, galben, precum și perechi de culori) și variante (rotundă, pătrată, pulsatorie). Din nefericire, aceste dispozitive – aparent indestructibile – sunt adesea folosite necorespunzător: terminale tăiate prea scurt, curent prea mare, topire cu letconul și multe altele. Majoritatea acestor tratamente defectuoase pot fi evitate prin folosirea circuitului descris aici: acesta permite adaptarea indicației LED-ului la cerințele circuitului concret (pulsatoriu sau nu, roșu, verde etc.).

Inima acestui indicator este LED-ul bicolor D2. Modul în care va lumina acesta atunci când se activează intrarea indicatorului depinde de selecțiile realizate cu secțiunile 1 ÷ 3 ale lui S1. Secțiunea 4 a lui S1 selectează nivelul pe care se activează intrarea („1" sau „0"). Componentele R9, D3 și D4 protejează intrarea împotriva deteriorării prin supratensiuni accidentale.

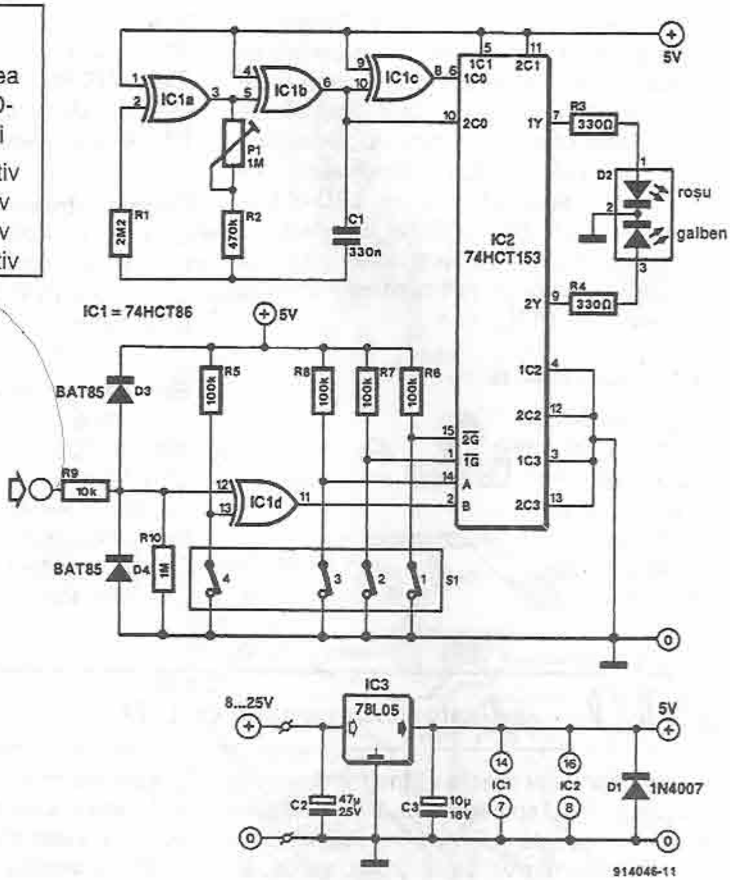
Un oscilator compus din IC1a și IC1b

Tabelul 1

S1 – 1	S1 – 2	S1 – 3	Acțiunea LED-ului
închis	închis	închis	pulsatoriu roșu / verde
închis	închis	deschis	roșu / verde
închis	deschis	închis	pulsatoriu verde
închis	deschis	deschis	verde
deschis	închis	închis	pulsatoriu roșu
deschis	închis	deschis	roșu
deschis	deschis	închis	stins
deschis	deschis	deschis	stins

Tabelul 2

S1 – 4	intrarea CTRL	starea LED-ului
deschis	„0"	inactiv
deschis	„1"	activ
închis	„0"	activ
închis	„1"	inactiv



furnizează frecvența de clipire, care se reglează cu P1. În funcție de pozițiile comutatoarelor S1 1 ÷ 3, semnalul oscilatorului se aplică în mod diferit LED-ului bicolor, prin intermediul multiplexorului IC2. Pentru ușurință, pozițiile comutatoarelor S1 1 ÷ 3 și efectul acestora asupra LED-ului sunt sintetizate în tabelul 1, iar pozițiile lui S1 4 și starea LED-ului în tabelul 2.

Indicatorul necesită o alimentare de 8 ÷ 25 V.

Curentul consumat de circuit, la o alimentare de 25 V, în funcționare normală, este de 30 mA.

241 *Declanșarea blițurilor secundare*

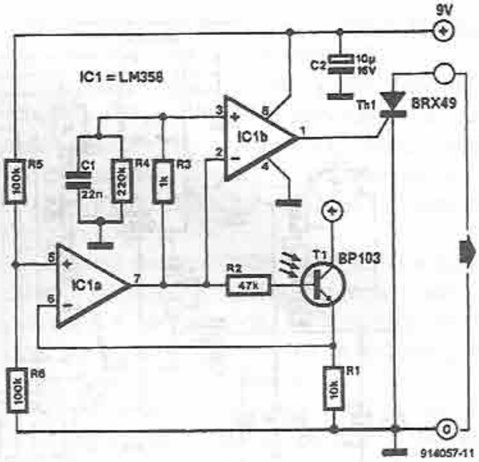
Circuitul din schemă este destinat pentru declanșarea sincronă, fără fir, a unuia sau mai multor blițuri secundare, atunci când a fost acționat blițul principal, rezultând astfel o mai bună iluminare a scenei fotografiate.

Fototranzistorul T1 este trecut în conducție la recepționarea luminii emise de blițul principal. Potențialul intrării inversoare a comparatorului IC1a crește, comparatorul basculează și, pentru un scurt interval de timp, determinat de valoarea lui C1, nivelul tensiunii pe intrarea inversoare a lui IC1b este mai mic decât cel de

pe intrarea neinversoare. Aceasta determină schimbarea pentru scurt timp a stării lui IC1b, ceea ce duce la amorsarea tiristorului și închiderea contactelor blițului.

Circuitul poate fi folosit atât în întuneric cât și în spații intens luminate. Raza de acțiune depinde de blițul principal și va fi cuprinsă, în mod normal, între 5 ÷ 15 m. Sensibilitatea depinde în principal de rezistența de bază a fototranzistorului și poate fi adaptată condițiilor concrete. Orice tendință de instabilitate se poate elimina șuntând R2 cu un condensator de 100 pF.

Alimentarea este asigurată de o baterie de 9 V (PP3).



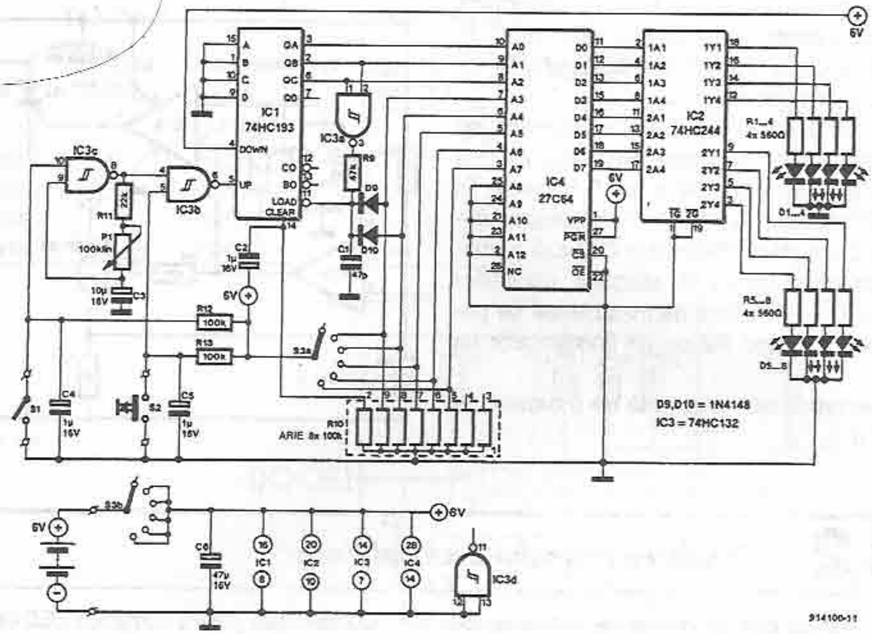
242 *Simularea mersului unui cal*

Se prezintă aici un mijloc de a reproduce fidel mișcările unui cal: cu un comutator rotativ care permite selectarea mersului la pas, a trapului, galopului la dreapta, galopului la stânga și a mersului înapoi. Modul în care calul pune jos copitele este indicat clar de LED-uri. Simulatorul constituie, așadar, un model demonstrativ versatil pentru instructorii și cursanții din sfera echitației.

Combinațiile pentru comanda LED-urilor sunt generate de un EPROM, IC4, al cărui conținut, listat în hexa în tabel, relevă adresele semnificative și datele asociate. Adresarea este realizată cu S3a și numărătorul IC1. Oscilatorul IC3c asigură generarea automată a adreselor succesive. Viteza de deplasare a calului poate fi stabilită cu P1. Oscilatorul poate fi, de asemenea, oprit prin închiderea lui S1. În acest caz,

Tabel 1. EPROM-Listing

00000:	00	00	00	00	00	00	00	00	85	84	92	90	A2	22	2A	09
00010:	84	00	21	00	84	00	21	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00020:	01	45	44	54	10	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00030:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00040:	80	A2	22	2A	08	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00050:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00060:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00070:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00080:	5A	12	96	48	69	5A	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
00090:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000A0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000B0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000C0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000D0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000E0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
000F0:	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00



trebuie apăsat scurt butonul S2, pentru ca următoarea combinație să apară pe LED-uri.

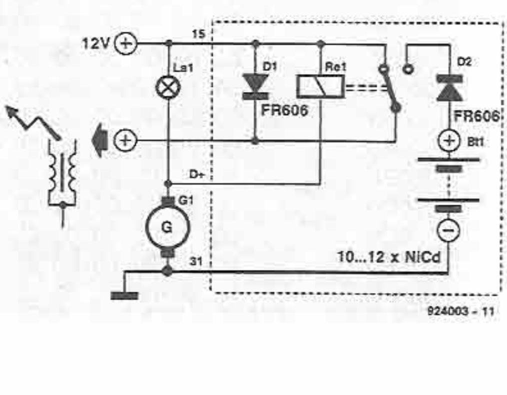
După un ciclu de adrese, numărătorului i se aplică un impuls de resetare de către IC3a. Resetul la conectarea alimentării este asigurat de C2 și unul dintre rezistoarele ariei R10.

Circuitul funcționează cu o baterie de 6 V. Nu este necesar un comutator pornit / oprit separat, întrucât această funcție este deja oferită de S3b. În timpul funcționării, circuitul consumă un curent de numai 35 mA.

Simulatorul se poate construi pe o placă de încercări sau similară. Singurul lucru care trebuie avut în vedere la construirea montajului este configurarea LED-urilor așa cum se arată în figură, adică două rânduri de câte patru LED-uri, cu D1 în stânga-sus și D5 în dreapta-jos. Capul calului va fi atunci în dreapta, iar coada acestuia în stânga.

243 *Superstarter pentru autovehicule*

Superstarterul face posibilă pornirea mașinilor care au baterii îmbătrânite și sisteme învechite de aprindere (cu bobină), în special pe vreme rece și umedă). Pe durata pornirii, tensiunea unei baterii îmbătrânite (și, probabil, rece) va fi insuficientă pentru generarea unei tensiuni destul de mari ca să creeze o scânteie puternică între electrozii bujiei. Circuitul descris asigură alimentarea bobinei cu o baterie de elemente NiCd; chiar și în aceste condiții aspre, astfel de baterii vor putea ține tensiunea până la



10 minute. După ce pornește motorul și crește tensiunea generatorului, bobina va fi alimentată din nou de bateria mașinii.

Circuitul folosește borna D+ a becului indicator al încărcării (La1) pentru a testa dacă funcționează motorul, întrucât această bornă este conectată direct la generator. Cât timp motorul nu se rotește, deci generatorul nu produce tensiune, releul Re1 este acționat prin cheia de contact (borna +) și rezistența redusă a generatorului (legătura la masă). Bateria NiCd furnizează atunci suficientă tensiune bobinei, indiferent de starea bateriei mașinii. Odată pornit motorul, generatorul produce o tensiune. Dispare tensiunea de la bornele bobinei releului și contactul său comută, bobina sistemului de aprindere fiind alimentată de aici încolo de la bateria mașinii (sau de la generator).

Dioda D1 evită două probleme posibile. În primul rând, previne întreruperea de către releu a curentului prin bobină la comutarea contactului acestuia, fapt ce ar produce o scânteie într-un moment în care motorul nu are nevoie de ea. De aceea, bobina sistemului de aprindere este alimentată prin diodă pe timpul comutării. Aceasta reduce tensiunea pe bobină cu circa 2 V, dar acest lucru nu este important. În al doilea rând, ea permite pornirea motorului atunci când bateria mașinii este complet încărcată iar bateria NiCd este descărcată sau a fost îndepărtată în scopul încărcării.

Contactul releului trebuie dimensionat la minim 8 A. Relele pentru autovehicul, cu contact comutator, nu sunt ușor de obținut ca piese de schimb, dar pot fi adesea găsite în cimitirele de mașini (în special, la modelele Citroen CX).

Diodele de tip FR606 pot fi lesne înlocuite cu tipul BYW29-100; ambele suportă curenți de până la 6 A, iar tensiunea lor inversă este suficient de mare pentru a rezista la vârfurile generate inductiv de către bobină.

Cel mai bine este ca circuitul să fie construit pe spatele tabloului de bord, deși este recomandabil să se plaseze elementele NiCd într-o casetă detașabilă, pentru a putea fi încărcate în exteriorul mașinii. Este, desigur, posibilă și încărcarea lor de la bateria mașinii printr-un rezistor adecvat. Conexiunea D+ a lămpii pentru indicarea încărcării este cea care se află la potențialul masei când motorul nu se rotește, dar aprinderea este conectată. La ruptor există un cablu care duce la bobină: acest cablu trebuie conectat la ieșirea 15 a circuitului. Borna + a circuitului trebuie conectată la contactul liber al ruptorului. Linia negativă a circuitului se va conecta la șasiul mașinii.

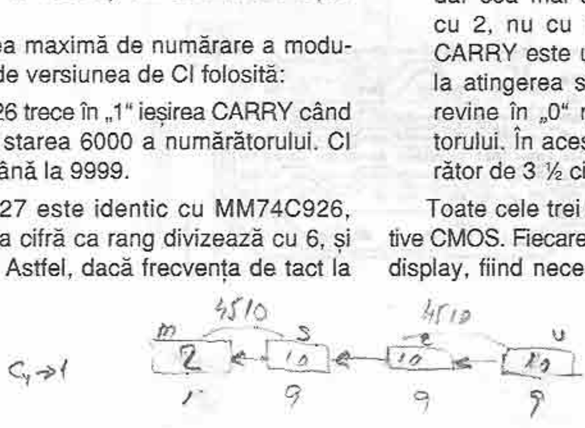
244 *Modul numărător cu 4 cifre*

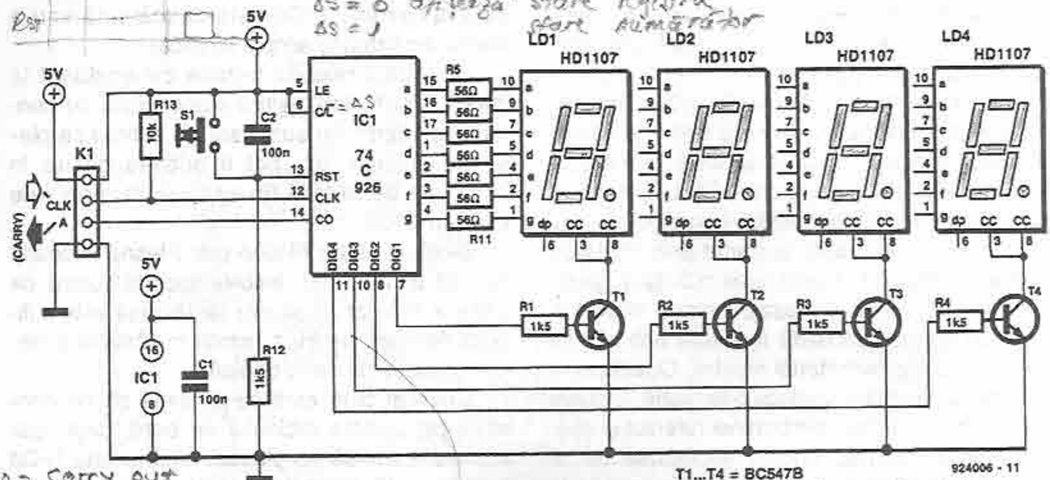
Acest numărător compact pe patru cifre este potrivit pentru multe aplicații, cum ar fi ceasuri, frecvențmetre digitale, tahometre, cronometre, tabele de marcaj etc. Modulul numărător oferă un comutator de reset și un semnal de ieșire CARRY.

Capacitatea maximă de numărare a modulului depinde de versiunea de CI folosită:

- MM74C926 trece în „1" ieșirea CARRY când se atinge starea 6000 a numărătorului. CI numără până la 9999.
- MM74C927 este identic cu MM74C926, dar a doua cifră ca rang divizează cu 6, și nu cu 10. Astfel, dacă frecvența de tact la intrare este de 10 Hz, display-ul va afișa minutele, secundele și zecimile de secundă, spre exemplu, 9:59.9.
- MM74C928 este identic cu MM74C926, dar cea mai semnificativă cifră divizează cu 2, nu cu 10. De asemenea, ieșirea CARRY este un indicator care trece în „1" la atingerea stării 2000 a indicatorului, și revine în „0" numai la resetarea numărătorului. În acest fel, el constituie un numărător de 3 ½ cifre.

Toate cele trei CI MM74C92x sunt dispozitive CMOS. Fiecare include un multiplexor pentru display, fiind necesare doar patru tranzistoare





CO = Carry out

CL = DS display select / afișează conținutul numărătorului

de comutație externe, la pinii de acces la punctele comune ale catozilor display-urilor cu 7 segmente. Frecvența de multiplexare este de circa 1 kHz.

Terminalul de ieșire CARRY poate fi folosit pentru conectarea în cascadă a modulelor de numărare.

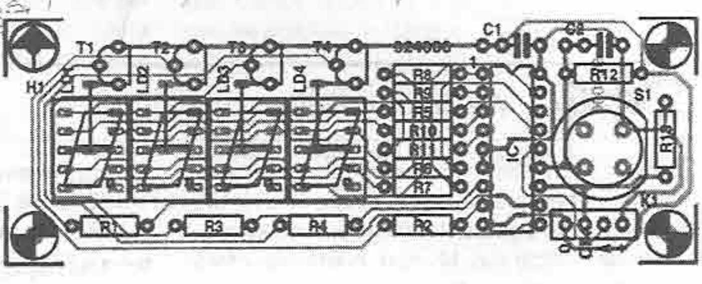
Consumul de curent este de circa 100 mA.

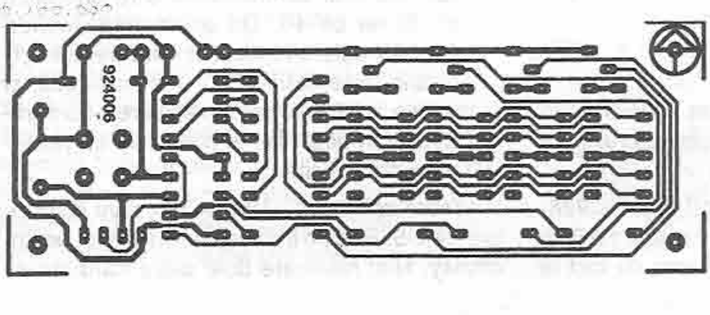
În fine, trebuie observat că intrarea de tact a modulului nu este protejată împotriva tensiunilor ce depășesc valoarea tensiunii de alimentare, și nu este admisă depășirea a 15 V. Domeniul tensiunilor de alimentare a celor trei CI MM74C92x care pot fi utilizate aici este 3 ÷ 6 V (date luate din filele de catalog National Semiconductor).

MMC 22925 = 22926 dar fără ieșire C.O. carry out; numără la 9999

22926 are o ieșire C.O.; numără pînă la 9999 apoi C.O. trece în 0L

22927





Listă de componente

Rezistoare:
R1 ÷ R4, R12 = 1,5 kΩ
R5 ÷ R11 = 56 Ω
R13 = 10 kΩ

Condensatoare:
C1, C2 = 100 nF

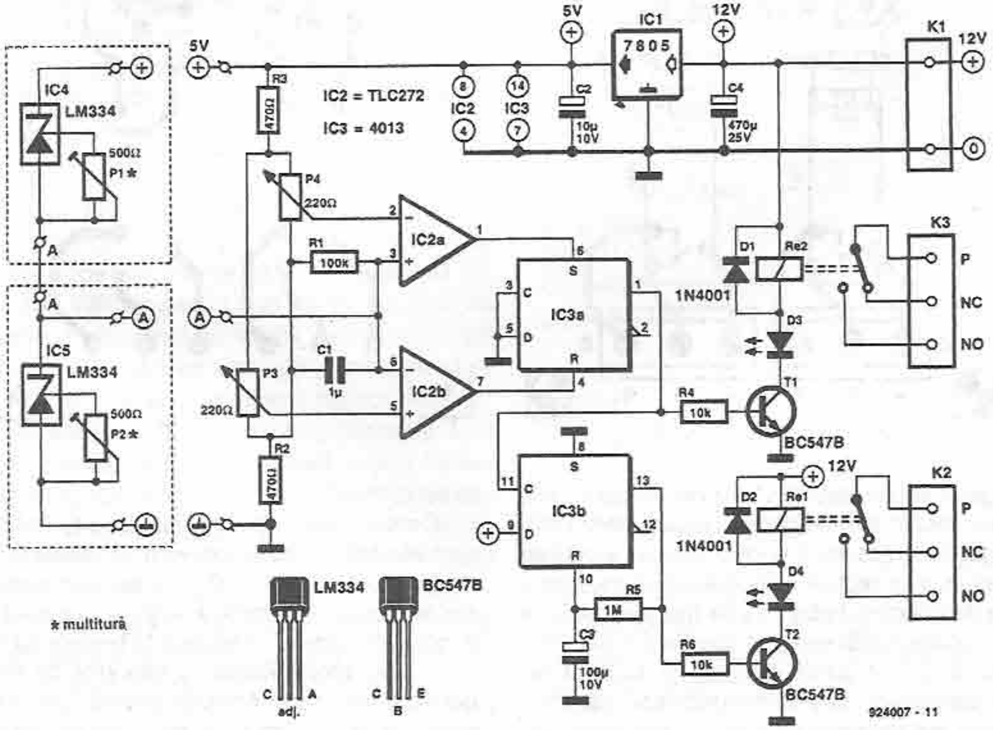
Semiconductoare:
T1 ÷ T4 = BC547B
LD1 ÷ LD4 = HD1107

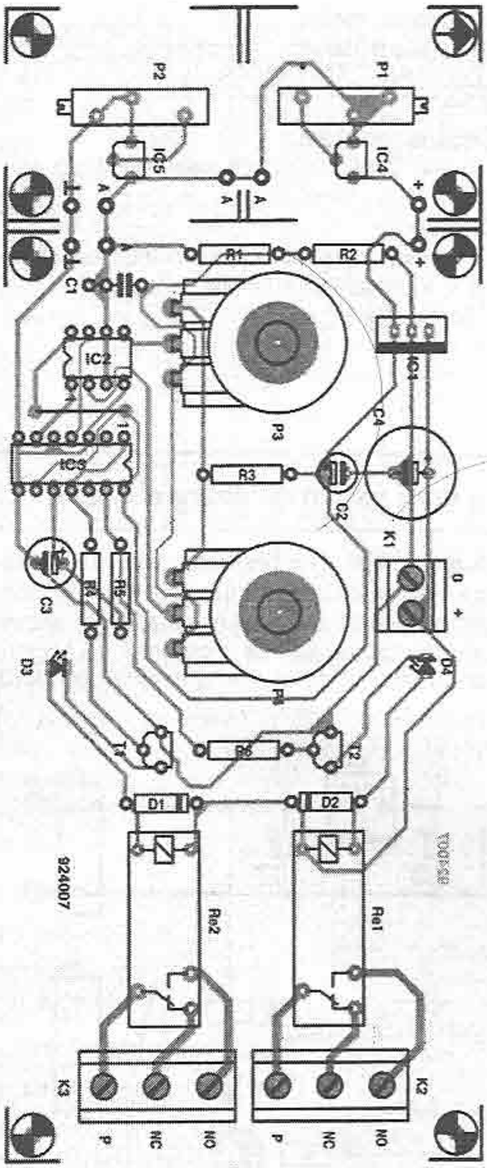
Circuite integrate:
IC1 = 74C926 / 927 / 928 (vezi textul)

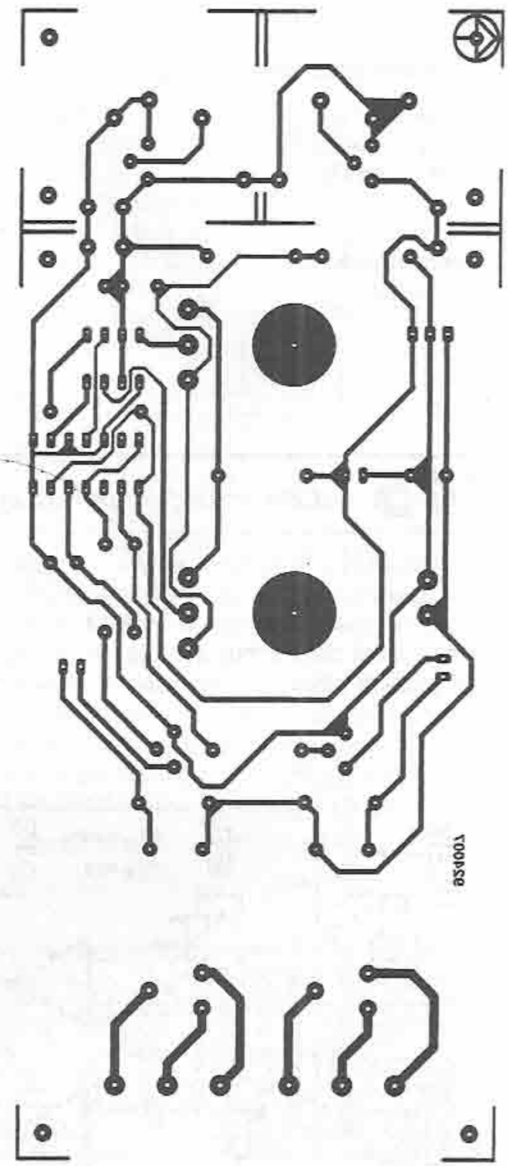
Diverse:
S1 = buton cu revenire pentru montare pe cablaj
K1 = conector tată cu 4 pini pentru implantare în cablaj

245 *Controlul pompei de apă a unui sistem de energie solară*

În majoritatea sistemelor solare de mică putere care folosesc un recipient de acumulare, este necesar ca pompa de apă să nu fie acționată până când temperatura țevilor (a panoului solar) nu depășește temperatura apei din recipient. Aici, este prezentat un circuit de supraveghere cu doi senzori, care permite îndeplinirea acestei condiții. Un senzor este montat pe colector, celălalt pe recipientul de acumulare. Circuitul de control prezentat are două







reglaje: unul pentru diferența de temperatură la care intră în acțiune pompa, și unul pentru diferența de temperatură la care pompa se oprește. Deși aceste reglaje sunt independente, nivelul de deconectare trebuie să fie mai mic decât cel de cuplare. Calibrarea în grade Celsius este simplă, deoarece panta tensiunii la cursorul potențiometrelor (sau semireglabilelor) pentru fixarea temperaturilor de cuplare / decuplare este exact 0,1 V / °C.

Cei doi senzori de temperatură de tip LM334 sunt ajustați pentru a prezenta un gradient de temperatură de 1 μA / °C. Temperaturi inegale ale senzorilor determină apariția unui curent în punctul lor comun. Tensiunea la bornele lui R1 este direct proporțională cu diferența de temperatură măsurată. Aceasta permite stabilirea pragurilor de comutare ale circuitului de control

bipozițional (pornit / oprit) cu ajutorul a două semireglabile: semireglabilul pentru conectare (P4) este reglat, să zicem, la 3°C, iar semireglabilul pentru deconectare (P3) la 1°C. Domeniul de reglaj al celor două semireglabile este de aproximativ 5°C.

Senzorii folosiți aici furnizează mai degrabă un curent decât o tensiune. Aceasta elimină efectul de termocuplu generat de diferențele de temperatură de pe cablurile de conexiune dintre senzori și circuit. Dacă s-ar fi folosit senzori PTC sau NTC (termistori cu coeficient de temperatură pozitiv sau negativ), circuitul ar fi devenit mult mai complex datorită compensării necesare. CI AD590 se poate folosi în locul lui LM334. De remarcat că AD590 nu necesită semireglabil sau rezistor pentru ajustare.

Releul Re1 cuplează / decuplează pompa. După Re1 urmează un al doilea releu, Re2. Acesta este opțional și poate fi folosit pentru a comuta rapid pompa pe o viteză superioară, lucru necesar, în unele sisteme de încălzire solară, pentru mărirea debitului de apă inițial sau pentru umplerea sistemului.

Circuitul se calibrează prin stabilirea unor curenți egali ai senzorilor la temperaturi egale ale acestora. Curentul prin senzor este egal cu:

$(273 + Ta)$ [μA],

unde Ta este temperatura ambiantă în grade Celsius. Astfel, la temperatura de 20°C a camerei, se reglează P1 și P2 până când curentul care trece prin fiecare senzor devine 293 μA. Câțiva microamperi în plus sau în minus nu vor avea prea mare influență, atâta timp cât curenții prin senzori sunt egali. Este bine să se regleze la început un singur senzor. Începeți prin conectarea unui microampermetru între „A" și masă, și reglați P1. Apoi, reglați celălalt semireglabil până când se anulează tensiunea pe R1. Este de la sine înțeles că aceste reglaje inițiale se vor face cu cele două LM334 aflate la aceeași temperatură.

Consumul de curent al circuitului de control bipozițional este de 11 mA plus circa 35 mA pentru fiecare releu.

Dimensiunile plăcii de circuit imprimat sunt adaptate la dimensiunile cutiei menționate în lista de componente. Potențiometrele se montează cu șurub de reglaj înspre marginea plăcii.

Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 100 kΩ
R2, R3 = 470 Ω
P3, P4 = 220 Ω, potențiometru liniar
R4, R6 = 10 kΩ
R5 = 1 MΩ
P1, P2 = 500 Ω, semireglabil multitură

Condensatoare:
C1 = 1 μF MKT
C2 = 10 μF / 10 V cu terminale de implantare
C3 = 100 μF / 10 V cu terminale de implantare
C4 = 470 μF / 25 V cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1, D2 = 1N4001
D3, D4 = LED
T1, T2 = BC547B

Circuite integrate:
IC1 = 7805
IC2 = TLC272
IC3 = 4013
IC4, IC5 = LM334

Diverse:
K1 = regletă cu 2 borne, cu implantare pe cablaj, pasul 5 mm
K2, K3 = regletă cu 3 borne, cu implantare pe cablaj, pasul 7,5 mm
Re1, Re2 = GBR 10,2 - 11,12 (bobină 12 V, contact 250 V / 8 A)
Carcasă: dimensiuni aproximative 155 x 61 x 90 mm, de exemplu Retex Gilbox tip RG3
Cablaj Ref. 924007

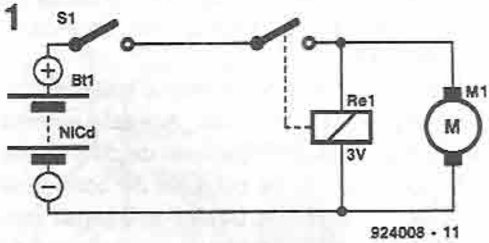
246 Demaror pentru aeromodele

Aeromodelele tind să constituie reproduceri fidele ale obiectului real. Aceasta presupune, printre altele, ca pornirea motorului pe benzină să se facă manual sau cu un demaror electric extern. Pornirea manuală se poate realiza în două moduri: cu circuitul din fig. 1 sau cu cel din fig. 2.

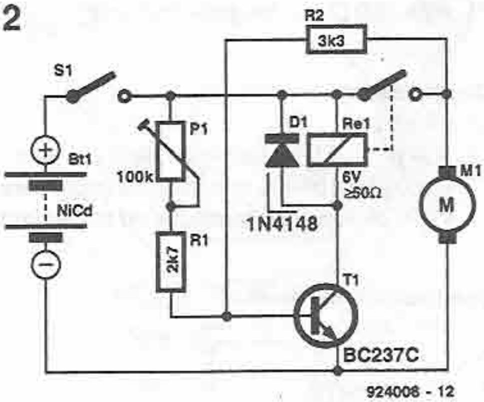
Circuitul din fig. 1 plasează un releu între demaror și motor. Când se închide întrerupătorul demarorului, nu se întâmplă minic. Dar, dacă se rotește cu mâna elicea, motorul se comportă ca generator și, o dată rotit suficient de repede, tensiunea generată este destul de mare pentru a acționa releul, iar motorul pornește. Un avantaj al acestuia este faptul că e o pură operație mecanică, ușor de implementat. Un dezavantaj este faptul că, o dată acționat releul, acesta se alimentează la 6 V: o oarecare risipă de energie.

Circuitul din fig. 2 este considerabil mai economic, deoarece utilizează un releu de 6 V. Din nou, motorul de folosește ca generator acționat de către elice. Tensiunea generată se aplică, prin R2, pe baza lui T1. Când baza primește curent suficient, tranzistorul de deschide, este acționat releul și motorul pornește. Punctul de pornire se stabilește cu P1.

1

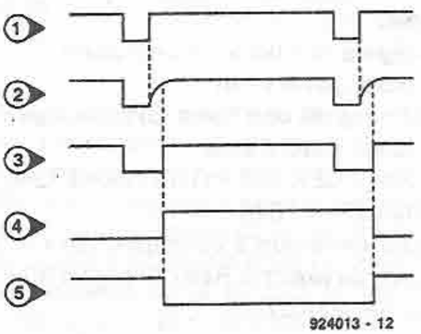


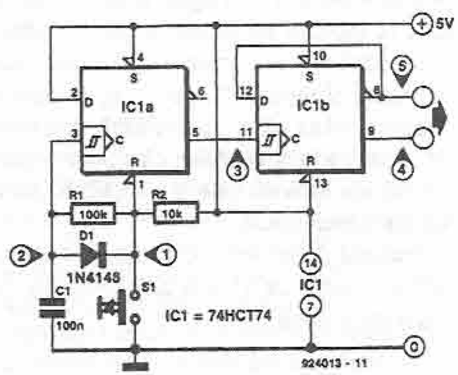
2



247 Comutator fără vibrații

Cu ajutorul celor două bistabile de tip D conținute într-un 74HCT74 și al câtorva componente externe, orice buton cu revenire poate fi utilizat drept comutator fără vibrații.





În schemă, IC1b asigură funcția de comutator. Pinul 8 al bistabilului este legat la pinul 12, ceea ce are ca efect alternarea stărilor logice ale pinilor 8 și 9 la apariția unui front pozitiv la pinul 11.

Circuitul IC1a servește ca generator de impulsuri și ca element de eliminare a vibrațiilor. Butonul cu revenire, S1, este conectat între intrarea sa de reset (pinul 1) și masă. În mod normal, datorită lui R2, pe pinul 1 se află un nivel logic „1". La apăsarea lui S1, IC1 este resetat.

Intrarea de tact (pinul 3) este conectată de asemenea la S1, prin R1-C1. Când se acționează comutatorul, C1 se descarcă rapid prin D1; la eliberarea butonului, durează un timp până când se reîncarcă C1 la nivel logic „1".

Când S1 este deschis, pinul 9 este în „0", pe câtă vreme pinii 8 și 5 sunt în „1". Când se închide S1, IC1a se resetează imediat, determinând trecerea în „0" a pinilor 5 și 3.

Când S1 este eliberat, comanda de resetare dispare, însă durează puțin până când se încarcă C1 la nivel logic „1". Abia când se atinge acest nivel și apare un front pozitiv pe pinul 3, pinul 5 trece din nou în „1". Aceasta constituie un semnal de tact pentru IC1b și, ca urmare, ieșirile sale Q și $\overline{Q}$ (pinii 9 și 8) își schimbă stările.

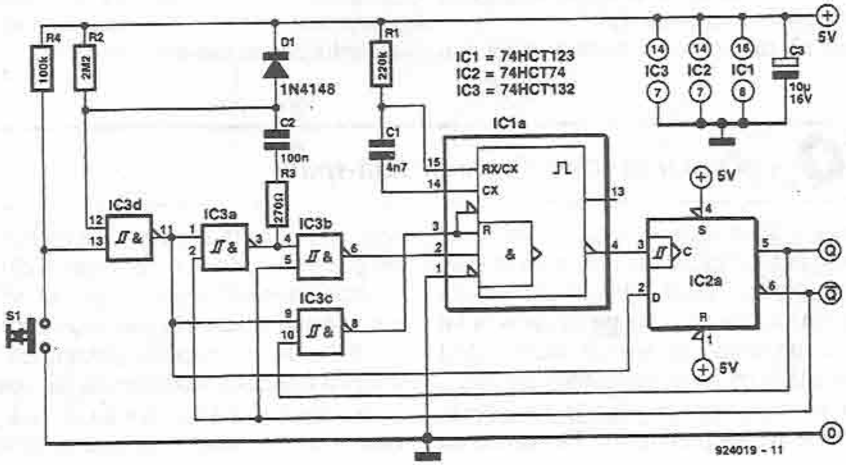
248 *Comutare cu eliminarea vibrațiilor în timp real*

Majoritatea circuitelor de eliminare a vibrațiilor scurtează sau lungesc perioada cât este menținut apăsat comutatorul, pentru a elimina impulsurile nedorite. Circuitul de față **nu** afectează acest timp: impulsul de la ieșire este în conformitate cu timpul scurs între apăsarea și eliberarea comutatorului.

La apăsarea comutatorului S1, este declanșat monostabilul IC1a, prin intermediul porților IC3d, IC3a și IC3b. Reacția de la IC3a la IC3d face ca monostabilul să nu poată fi redeclanșat pe durata impulsului.

După scurgerea duratei impulsului dat de monostabil, bistabilul IC2a primește un semnal de tact. Dacă în acel moment ieșirea lui IC3d se află încă în „1", ieșirea Q a lui IC2a trece în „1", iar ieșirea $\overline{Q}$ devine „0". Bistabilul menține inactive porțile IC3a și IC3b, în timp ce IC3c transmite semnalul de ieșire al lui IC3d intrării de reset a monostabilului.

Cât timp S1 rămâne apăsat, monostabilul este resetat de către IC3c. Când se eliberează comutatorul și se deschide contactul acestuia, monostabilul este redeclanșat. Dacă pe durata



impulsului monostabilului contactul rămâne deschis, bistabilul IC2a se resetează la sfârșitul acestei perioade. În cazul în care contactul se închide pe parcursul acestei perioade, IC2a rămâne în „1".

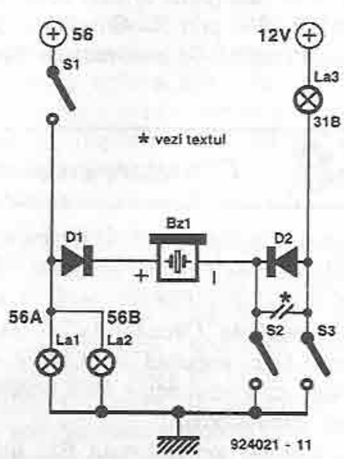
Impulsul monostabilului trebuie să fie mai lung decât cea mai mare durată a stării „deschis" a comutatorului din timpul vibrațiilor.

Constanta de timp R2-C2 trebuie să fie considerabil mai mare decât durata impulsului monostabilului, astfel încât reacția de la IC3a la IC3d să fie disponibilă pe toată durata acestui impuls.

Circuitul consumă un curent de circa 1 mA.

249 *Avertizor pentru luminile mașinii*

Practic toate mașinile moderne sunt prevăzute cu un avertizor pentru situațiile în care ați lăsat luminile aprinse după ce ați părăsit mașina. Există, însă, milioane de mașini mai vechi care nu au un astfel de dispozitiv util, iar posesorii lor ar putea constata că circuitul de față este exact ceea ce doreau.



Anodul diodei D1 este conectat între comutatorul pentru lumini și becuri. Catodul este conectat la buzerul de 12 V. Celălalt terminal al buzerului este conectat la unul dintre contactele ușilor sau la borna 31B a cablului luminilor de interior. Când una dintre ușile din față (prevăzute cu comutator, care la mașinile mai vechi nu este montat și la ușile din spate) este deschisă în timp ce sunt aprinse luminile de exterior ale mașinii, buzerul începe să bâzâie. Trebuie observat că circuitul admite numai două contacte: S2 este contactul de la ușa șoferului, iar S3 este contactul de la ușa pasagerului din față.

Dacă nu doriți ca buzerul să fie activat și de ușa pasagerului din față, montați dioda D2 așa cum se arată în schemă și deconectați firul dintre contactele celor două uși.

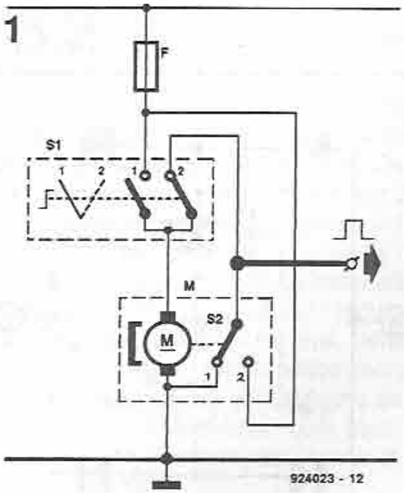
Rețineți că circuitul este destinat strict mașinilor ale căror contacte montate la uși comută luminile de interior la masă (acesta este cazul majorității mașinilor construite în ultimii 10 ani).

Dioda D1 poate fi de curent mic, cum ar fi 1N4001, dar D2 trebuie să fie de curent mai mare, cum ar fi 1N5401, deoarece ea conduce curentul pentru luminile de interior.

250 *Cuplarea ștergătoarelor față-spate*

La unele autovehicule este convenabilă cuplarea ștergătorului geamului din spate la ștergătorul de parbriz. Totuși, întrucât geamul din spate (luneta) nu se udă nici pe departe la fel de mult ca parbrizul, în special atunci când mașina se află în mișcare, ștergătorul din spate va trebui să acționeze o dată la un număr mare de baleieri ale parbrizului. Remarcați că este posibil ca mașina dvs. să se numere printre puținele modele al căror geam din spate nu se udă deloc când mașina circulă pe timp ploios, datorită modului în care este construită.

Schema de cuplare prezentată în fig. 2 asigură activarea ștergătorului din spate o dată la fiecare 4 sau 16 acționări ale ștergătorului parbrizului, în funcție de poziția comutatorului



S1 (cu poziția din schemă, o dată la patru acționări).

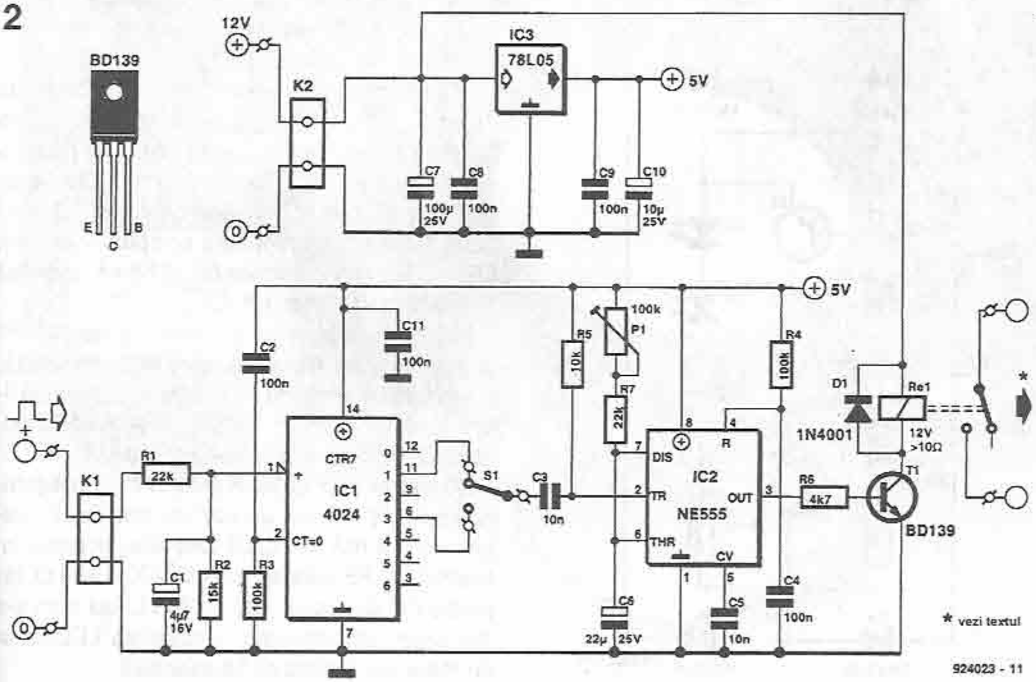
Tactul circuitului este preluat de la terminalul de întoarcere (borna 53e – fir verde / negru, la majoritatea mașinilor) a motorului ștergătorului de parbriz – vezi fig. 1. Acest semnal, de formă dreptunghiulară, este aplicat lui IC1 prin K1. Nivelul său este redus la maxim 5 V de către divizorul de tensiune R1-R2, pentru a evita deteriorarea lui IC1. Orice zgomot provenit din sistemul electric al mașinii este șuntat de C1.

Ieșirea Q (pinul 1) a lui IC1 trece în „1" la fiecare al patrulea tact de pe intrare, iar ieșirea Q4 (pinul 3) o dată la fiecare al optulea tact de la intrare.

Frontul căzător al semnalului de pe S1 este transformat în impuls de declanșare de către R5-C3. Acest impuls, a cărui lungime este determinată de R7-P1-C6, este aplicat monostabilului IC2. Lungimea impulsului trebuie stabilită la circa o secundă, pentru a-i lăsa ștergătorului din spate timp de acțiune.

Monostabilul comandă tranzistorul T1, care la rândul său controlează releul Re1. Acest releu este de tip special, pentru autovehicule, care poate suporta curentul de pornire ridicat al unui motor de ștergător de parbriz: el trebuie să aibă curentul nominal de 25 A sau 35 A.

Alimentarea circuitului este furnizată de IC3, care reduce tensiunea de 12 V a mașinii la 5 V. Acest CI împiedică vârfurile tensiunii bateriei să ajungă în circuit.



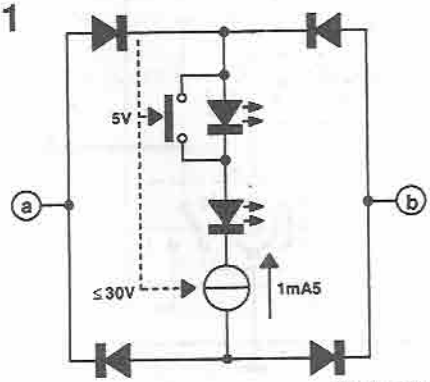
251 *Monitorizarea telefonului*

Telefoanele moderne pot fi cu ușurință conectate în paralel, permițând ca o locuință să dispună de câte unul în dormitor, bucătărie, sufragerie sau camera de lucru. Nu este, însă, ușor de văzut (sau de auzit) dintr-unul dintre aceste puncte de amplasare dacă vreunul din celelalte telefoane este folosit sau a preluat apelul.

Nivelul de c.c. de pe majoritatea liniilor telefonice scade de la 48 V la aproximativ 8 V, când este folosit un aparat, și la aproximativ 5 V, când sunt folosite două aparate simultan. De asemenea, polaritatea se schimbă atunci când este folosit un singur aparat.

Întrucât polaritatea se schimbă, circuitul este în mod necesar de tip punte, așa cum se arată în fig. 1. Pentru a menține scăzut consumul de curent, și relativ constant la variații ale nivelului tensiunii, este necesară o sursă de curent pentru LED-urile de înaltă eficiență. La o tensiune de 50 V între a și b, circuitul este inactiv; când această tensiune scade la circa 8 V, sursa de curent intră în funcțiune; când nivelul a scăzut la aproximativ 5 V, „comutatorul" conectat în paralel pe LED-ul de sus se deschide, astfel încât ambele LED-uri se aprind.

1



924030 - 11

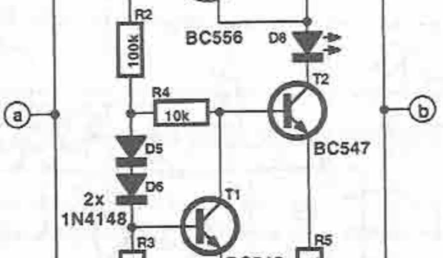
Schema practică a circuitului este dată în fig. 2. Puntea redresoare este formată din diodele D1 ÷ D4, în timp ce T3 servește pentru comutarea LED-ului.

Când tensiunea aplicată este mai mare de 30 V, T1 este deschis și blochează sursa de curent T2. În această situație, circuitul nu consumă mai mult de 0,5 mA. Când tensiunea aplicată scade la 8 V, T1 este blocat și T2 conduce. Sursa de curent este completată cu D5, D6, R3 și R5: cu valorile din schemă, curentul debitat este de circa 1,5 mA.

În această situație, datorită valorilor lui R1 și R2, T3 conduce și D7 este scurtcircuitată. De îndată ce se ridică alt receptor, tensiunea liniei scade la aproximativ 5 V, determinând blocarea lui T3, astfel încât se aprinde D7.

Curentul prin LED-uri este în mod obligatoriu redus, și în nici un caz nu trebuie să depășească 5 mA. Cu două telefoane, aceasta înseamnă că R5 trebuie să fie de 270 ÷ 330 Ω, iar pentru trei telefoane, 390 ÷ 470 Ω. Așa cum s-a mai spus, aceasta face ca folosirea LED-urilor de mare randament să fie esențială.

2



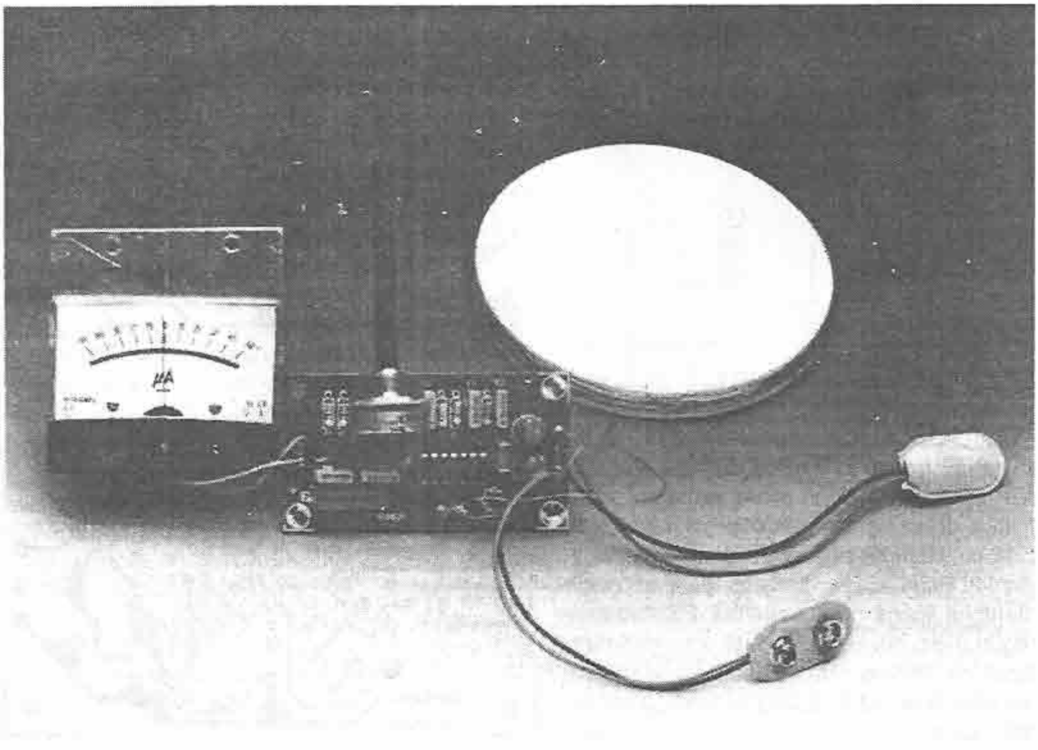
924030 - 12

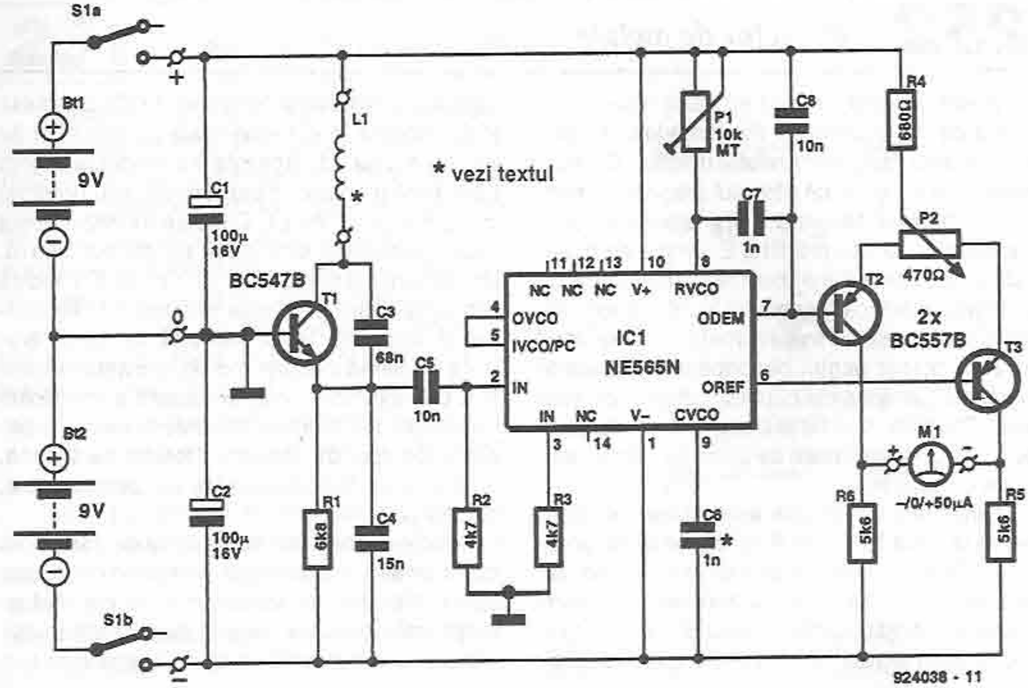
252 *Detector de metale*

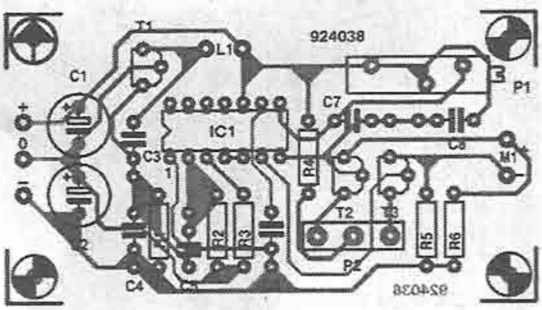
Acest detector vă ajută să găsiți obiecte suficient de mari compuse din materiale cu permeabilitatea magnetică relativ ridicată. De asemenea, el indică dacă obiectul magnetic din interiorul bobinei detectoare are proprietăți conductoare bune sau proaste. Exemple de materiale care îmbină bune proprietăți magnetice cu o izolație electrică însemnată sunt feritele, obținute prin presarea oxizilor metalici. Detectorul nu este potrivit pentru descoperirea monezilor îngropate, pentru care nu este suficient de sensibil. Chestiile mai fanteziste, cum sunt bombele sau comorile lăsate de pirați, sunt însă localizate cu siguranță.

Detectorul de metale este alimentat simetric de la două baterii de 9 V, fiecare dintre acestea încărcată cu aproximativ 15 mA. Bobina detectoare, L1, este parte componentă din oscilatorul sinusoidal construit în jurul tranzistorului T1. În mod normal, frecvența centrală a oscilatorului comandat în tensiune (VCO) din bucla PLL conținută în IC1 este egală cu frecvența de oscilație a lui T1. Aceasta se modifică atunci când intră un obiect metalic (feros sau neferos) în câmpul indus de L1. Când se întâmplă acest lucru, oscilatorul sinusoidal se dezacordează, iar diferența dintre pinii 6 și 7 al lui IC1 indică diferența dintre frecvența oscilatorului sinusoidal și frecvența VCO. Această diferență produce devierea bobinei mobile a instrumentului M1. Deviația acului este o măsură a modificării frecvenței, din moment ce direcția deviației depinde de tipul de material detectat de bobină. Instrumentul folosit aici este cu zero cerntral, de ±50 μA.

Bobina constă din 40 de spire de sârmă din cupru emailat, înfășurate pe un șablon din plastic cu un diametru de aproximativ 10 cm. Inductanța astfel obținută asigură funcționarea oscilatorului la o frecvență aproximativ egală cu cea

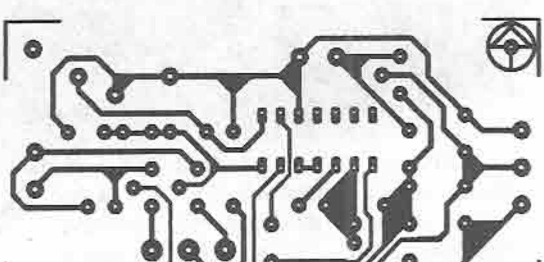






a VCO-ului inclus în bucla PLL.

Folosiți un osciloscop pentru a verifica dacă pinul 2 al lui IC1 livrează semnalul sinusoidal cu frecvența de aproximativ 75 kHz. Ajustați apoi P1 astfel încât fronturile semnalului dreptunghiular de la pinul 4 să coincidă cu vârfurile semnalului sinusoidal de la pinul 2. După aceea, anulați indicația instrumentului rotind potențiometrul P2. Întrucât reglajul de nul „fuge" odată cu scăderea tensiunii bateriei, va fi necesară refacerea din când în când, în timpul utilizării, a echilibrării de zero.



Listă de componente

Rezistoare:
R1 = 6,8 kΩ
R2, R3 = 4,7 kΩ
R4 = 680 Ω
R5, R6 = 5,6 kΩ
P1 = 10 kΩ, semireglabil multitură
P2 = 470 Ω, potențiometru liniar

Condensatoare:
C1, C2 = 100 µF / 16 V cu terminale de implantare
C3 = 68 nF
C4 = 15 nF
C5, C8 = 10 nF
C6, C7 = 1 nF

Bobină:
L1 = detaliile în text

Semiconductoare:
T1 = BC547B
T2, T3 = BC557B

Circuite integrate:
IC1 = NE565N

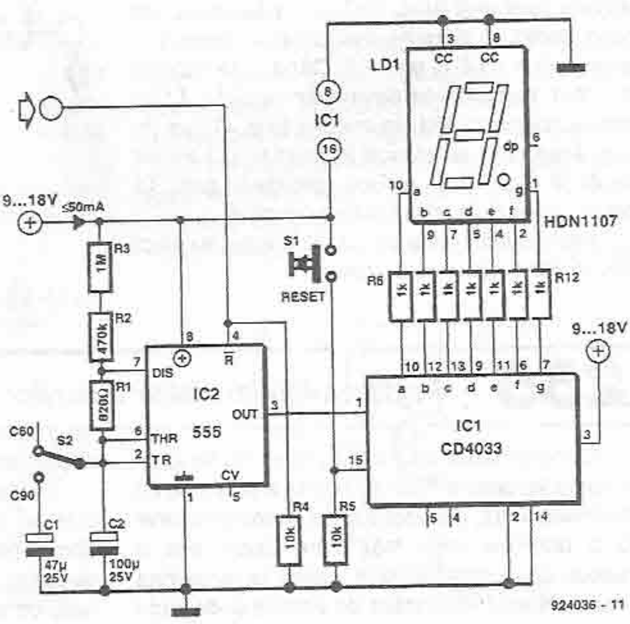
Diverse:
S1 = comutator miniatură cu doi poli
Bt1, Bt2 = baterie 9 V cu mufă de conectare
M1 = instrument cu bobină mobilă, de ±50 µA, cu zero central

253 *Contor de bandă digital*

Contorul de bandă descris oferă o indicație în zece trepte, cu ajutorul a două CI și al unui display pe 7 segmente. Marele său avantaj este că poate fi conectat la un casetofon într-un mod simplu, întrucât el înregistrează timpul de funcționare al motorului.

Motorul casetofonului se conectează la intrarea reset a lui IC2 și la masa circuitului. Este necesar ca motorul să se rotească numai pe timpul deplasării banzii: la casetofoanele deck cu două și trei capete, motorul cabestanului se rotește, în general, continuu. În momentul în care intrarea de reset a lui IC2 trece în „1", temporizatorul începe să genereze impulsuri de frecvență foarte joasă: un impuls la fiecare trei minute cu S2 în poziția C60, așa cum apare în figură; respectiv, unul la fiecare 4 ½ minute cu S2 în poziția C90.

Impulsurile se aplică circuitului numărător decadic / etaj de comandă a afișajului, IC1. Acest etaj incrementează cifra afișată la fiecare impuls, astfel încât, la sfârșitul unei casete C60 sau C90, afișajul a trecut prin stările 0 ÷ 9. Resetarea afișării se face apăsând S1.



Datorită curenților de pierderi și toleranțelor condensatoarelor electrolitice din rețeaua de temporizare, R3-R2-R1-C2 (sau R3-R2-R1-C3), ar putea fi necesară modificarea empirică a valorii lui C2.

Întrucât primul ciclu al unui temporizator cu

555 este întotdeauna mai lung decât următoarele, opririle și pornirile repetate ale benzii pot introduce erori apreciabile în timpul afișat.

Este esențial ca tensiunea de intrare să fie lipsită de impulsuri parazite, pentru a preveni resetarea eronată a lui 555.

Contorul consumă un curent de max. 50 mA.

254 *Releu comandat cu impulsuri*

Cu ajutorul câtorva componente, un releu standard poate fi făcut să-și schimbe starea de fiecare dată când i se aplică un impuls (sau se apasă un buton).

Când releul este neacționat, tranzistorul T1 este blocat, deoarece baza și emitorul său sunt menținute la același potențial de către R2. Condensatorul C1 se încarcă prin R4, R3 și bobina releului. Când se aplică un impuls scurt (zero logic, mai scurt de 0,5 s) la intrare, sau se apasă S1, T1 conduce și se acționează releul. Contactul releului își schimbă starea, astfel că T2 furnizează și el curent bobinei releului. Condensatorul C1 se descarcă până când tensiunea la bornele sale devine egală cu tensiunea bază-emitor a lui T2.

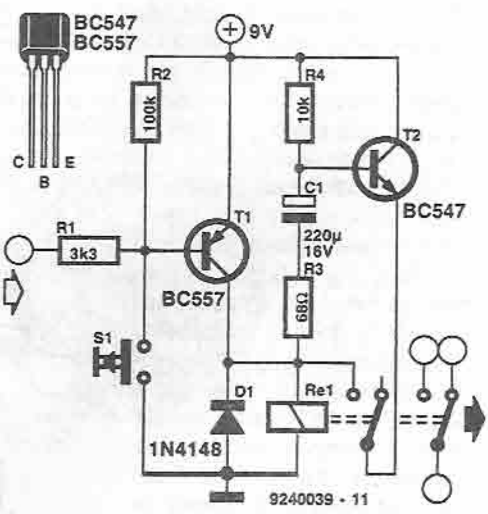
Când impulsul dispare, sau este eliberat butonul, T1 se blochează din nou, dar releul rămâne acționat de către T2.

Pentru dezactivarea releului este necesar un impuls ceva mai lung: trebuie să fie destul de lung pentru a permite descărcarea (aproape) completă a lui C1, prin R3. Când este eliberat butonul, sau intrarea devine din nou „1", T1 își încetează conducția. În același timp, C1 se încarcă din nou, astfel încât în scurt timp curentul de bază al lui T2 se reduce aproape la zero: T2 se blochează iar releul este dezactivat.

Impulsurile scurte de pe intrare nu au efect atunci când releul este activat.

Dacă se aplică impulsuri suficient de lungi cu releul inactiv, circuitul lucrează ca releu standard care este acționat aproape instantaneu de către impuls și este dezactivat imediat ce încetează impulsul.

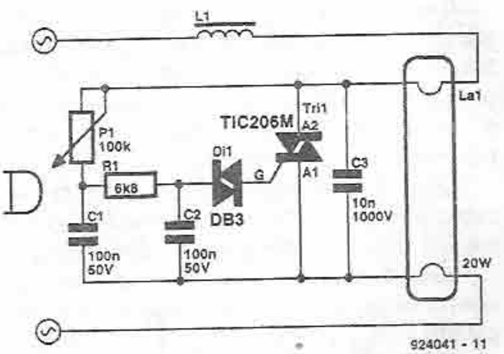
Tensiunea de menținere a releului nu trebuie să depășească jumătate din tensiunea de alimentare. Cu cât este mai mică tensiunea de menținere, cu atât mai scurt va putea fi impulsul necesar acționării releului.



255 *Reglarea luminozității tuburilor cu neon*

Luminozitatea unui tub cu neon nu se poate regla la fel de simplu ca aceea a unui bec cu incandescență, deoarece tubul pornește numai la o tensiune mult mai mare decât cea a rețelei, după care rămâne aprins la tensiunea rețelei. Nivelul tensiunilor de pornire și de lucru depind de temperatura tubului.

În mod normal, tensiunea de pornire ridicată se obține prin întreruperea curentului care circulă printr-o bobină de șoc. Aceasta se face de obicei cu un starter, care asigură, de asemenea, un curent suficient de mare prin filamen-



tele tubului. Rezultă încălzirea capetelor tubului, ceea ce face pornirea mai ușoară.

Aceste funcții ale starterului sunt preluate de circuitul prezentat în figură, care de asemenea permite și reglarea luminozității.

În timpul trecerilor tensiunii de rețea prin zero, triacul se blochează instantaneu. În acele momente, condensatorul C3 se încarcă rapid, având ca efect aplicarea la bornele tubului, instantaneu, a tensiunii defazate în raport cu curentul. Condensatorul C3 și bobina de șoc formează un circuit rezonant care ridică tensiunea instantanee la bornele tubului la o valoare foarte mare, situație în care tubul pornește.

Cu cât este mai mare unghiul de fază al tensiunii rețelei pe durata căruia conduce triacul, cu atât mai mare va fi curentul prin filamente, rezultând o tensiune de pornire mai scăzută. În același timp, întrucât prin triac circulă o parte mai mare din curent, cea prin tub se reduce, astfel încât tubul va lumina mai slab.

Când se comandă aprinderea tubului, potențiometrul de control al luminozității, P1, trebuie pus pe poziția de luminozitate maximă a tubului, pentru facilitarea pornirii.

Triacul folosit trebuie să aibă du / dt de valoare ridicată; altfel, pe timpul trecerilor tensiunii prin zero, variațiile abrupte ale tensiunii vor face ca triacul să rămână în conducție.

256 *Turometru pentru motoare Diesel*

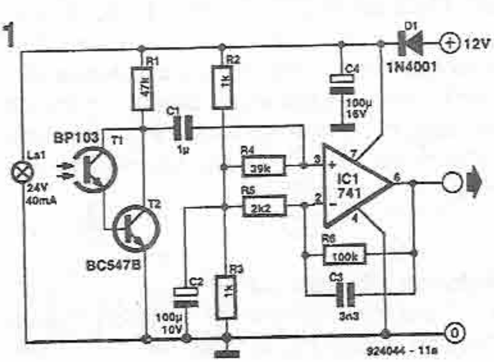
Deși majoritatea autoturismelor și camioanelor cu motor cu benzină au, în varianta standard, un turometru, situația este total diferită la vehiculele cu motor Diesel. Motivul este că, motoarele Diesel neavând ruptor, preluarea impulsurilor pentru comanda turometrului nu este atât de simplă. Cu toate acestea, există mai multe posibilități de adăugare a unui turometru, dacă se dorește acest lucru.

Întâi, există posibilitatea preluării impulsurilor de la borna W a alternatorului. Din păcate, acesta nu se rotește la aceeași turație ca motorul, încât va fi necesară adăugarea unui bloc aritmetic. Însă, mai grav, borna W a alternatoarelor moderne nu mai este accesibilă din exterior.

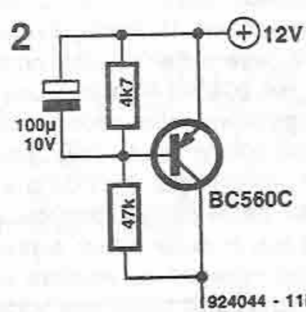
A doua cale ar putea fi atașarea câte unui magnet pentru fiecare cot al arborelui cotit, inducând astfel impulsuri într-o bobină fixă. Aici problema este fixarea sigură a acestor magneți.

A treia metodă este una optică, propusă în acest articol. În cadrul acesteia, capul arborelui cotit este împărțit în sectoare vopsite alternativ în alb și negru. Se folosește apoi o barieră op-

1



2



tică, realizată artizanal, pentru determinarea turației cu care se rotesc sectoarele. În cazul în care capul arborelui cotit se împarte în patru sectoare, impulsurile obținute sunt potrivite pentru comanda variantelor comerciale de turometre, indiferent dacă motorul Diesel are patru, șase sau opt cilindri.

Circuitul din fig. 1 se poate, prin urmare, considera un adaptor pentru turometre.

Un beculeț de 12 V luminează arborele cotit, astfel încât lumina reflectată de sectoarele albe să cadă pe fototranzistorul T1. Acest tranzistor este conectat în configurație Darlington împreună cu T2. Tipul fototranzistorului nu este important: nu este deci necesar să fie folosit tipul BP103 dat în schemă. Semnalul de la ieșirea lui T2 se aplică, prin C1, lui IC1, unde este amplificat de aproximativ 50 de ori, pentru a rezulta un semnal de ieșire dreptunghiular de circa 10 Vvv. Acest semnal este perfect pentru comanda unui turometru.

Circuitul se construiește cel mai bine pe o plăcuță de circuit imprimat și apoi se montează într-un tub, al cărui perete frontal, realizat dintr-un disc de plexiglas, se fixează etanș. Ar putea fi necesară separarea becului și a fototranzistorului printr-un perete opac.

Circuitul se conectează la turometru printr-un cablu cu trei fire. Conexiunile cablului (+12 V, masă și semnalul în impulsuri) trebuie etanșate.

Dacă lumina becului este prea puternică, acesta se poate înseria cu un rezistor de mică putere.

Circuitul se poate testa măsurând tensiunea din colectorul lui T2, care trebuie să fie cuprinsă între 1 V și 5 V pentru cazul iluminării unui sector alb.

Dacă sensibilitatea este prea mare, înlocuiți R1 cu circuitul din fig. 2, care menține tensiunea din colectorul lui T2 la aproximativ 5 V. Circuitul consumă un curent de aproximativ 10 mA, plus curentul prin bec.

257 *Adaptor de la IDC la conectori pentru cablaj*

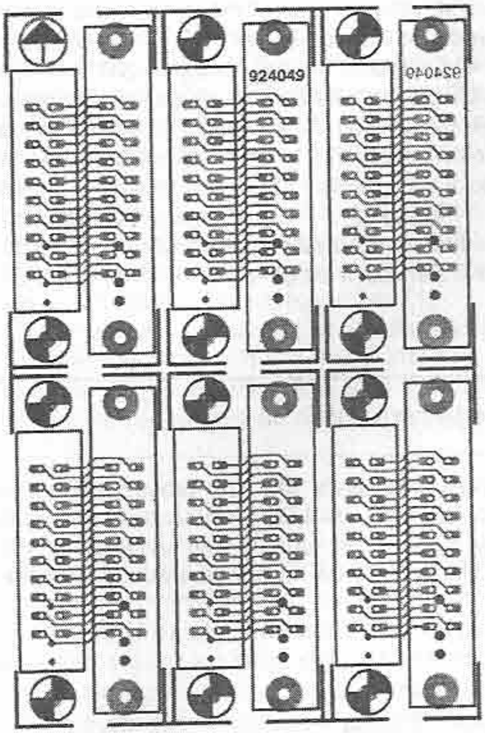
Aceia dintre dvs. care au lucrat vreodată cu cabluri plate știu că tipul de conector IDC (insulation displacement connector) este simplu de folosit și permite conexiuni sigure. Conectorii IDC sunt disponibili sub formă de conectori mamă și tată și se utilizează pe scară largă pentru conectarea cablurilor plate la conectorii tată sau mamă cu terminalele pe două rânduri de pe plăcile de calculator care suportă aproape orice tip de interfață către lumea exterioară (un bun exemplu este placa multifuncțională cu Z80 descrisă în Ref. 1). Plăcile adaptoare propuse (sunt șase astfel de plăci conținute pe cablajul – Ref. 924049 – dat în figură) sunt, de exemplu, perfecte pentru „trecerea" de la stilul de conectori IDC la cel de conectori cu ejectare, când un cablu plat duce de la o placă la un conector de pe panoul din spate al cutiei. De asemenea, în multe cazuri, o placă adaptoare cu un conector cu ejectare va fi mai ieftină și mai flexibilă (când este vorba de conectarea și deconectarea cablurilor plate) decât un conector mamă sau tată de tip D prin apăsare (stilul IDC).

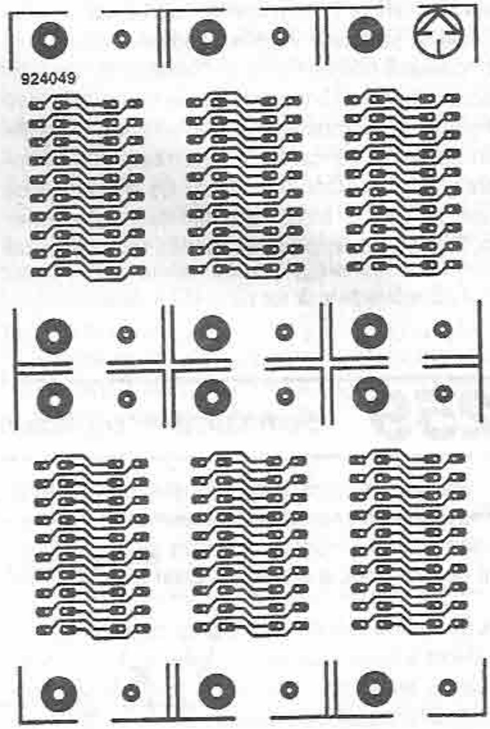
Punctele negre de pe desenul de cablaj indică poziția găurilor care trebuie practicate când se folosesc tipuri mai mici de conectori cu ejectare. Se pot monta conectori cu 10, 14, 16, 18 sau 20 de pini.

Dacă montați doi conectori de același tip pe o placă adaptoare, o puteți utiliza pentru a cupla două cabluri plate terminate prin conector IDC. În acest fel, puteți face cabluri de extensie IDC, utile în mod deosebit atunci când se scoate din carcasă un cablaj având o mulțime de conexiuni prin cablu plat, în vederea reparării sau examinării.

Referință bibliografică:

1. *„Placă multifuncțională cu Z80"*, Elektor Electronics, mai și iunie 1992.



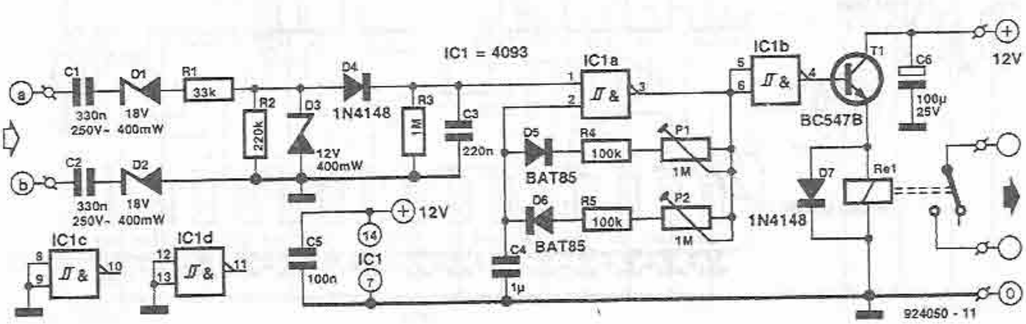


258 Gong pentru telefon

Cei care preferă sunetul puternic pentru soneria telefonului vor fi probabil interesați de circuitul de față. Acesta folosește semnalul soneriei telefonului pentru activarea unui oscilator, care la rândul său comandă un releu ce acționează o sonerie-gong standard pentru ușă.

Oscilatorul este de tip RC, având la bază un trigger Schmitt 4093. Atât timpul de încărcare, cât și cel de descărcare al lui C_4 se reglează cu potențiometre semireglabile. Oscilatorul este urmat de un etaj tampon care acționează, prin T_1, releul.

Semnalul soneriei telefonului se aplică la bornele a și b. Condensatoarele C_1 și C_2 de pe cele două linii izolează circuitul de rețeaua telefonică, cel puțin în ceea ce privește compo-



nenta continuă. Pentru a evita ca circuitul să răspundă la semnale vocale, diodele Zener D_1 și D_2 creează praguri de nivel. Rețeaua R_1-D_3 limitează la aprox. 12 V semnalul de 120 ÷ 150 Vvv al soneriei. Semnalul este redresat de D_4 și filtrat de C_3, după care este folosit pentru comutarea lui IC_{1a}. Condensatorul C_3 se descarcă rapid prin R_3 la încetarea semnalului de sonerie. Rezistorul R_2 previne apariția tensiunilor de comandă prea mari atunci când există semnal vocal pe liniile de intrare.

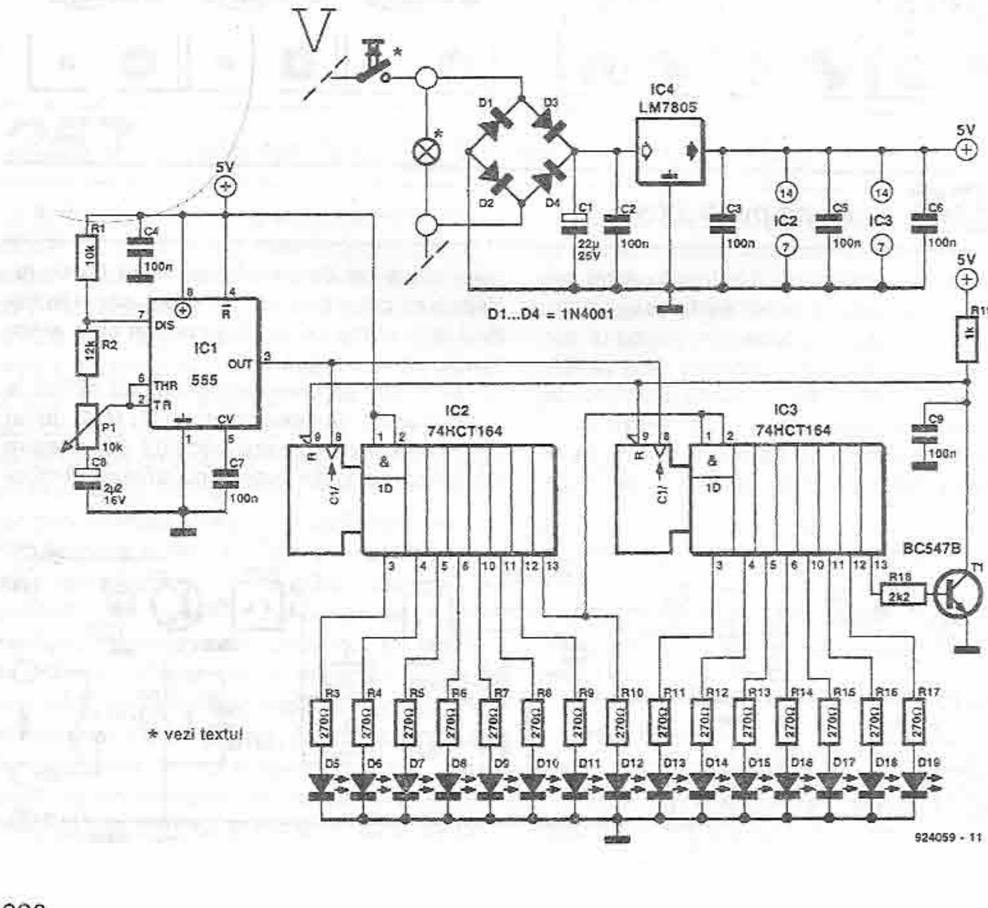
$U_{vv} = U_{ef} \cdot \sqrt{3}$
$U_v = U_{ef} \cdot \sqrt{2}$

Contactul releului este conectat între bornele prin care se acționează gongul. Circuitul se poate alimenta de la același transformator folosit și pentru gong. Cu releul acționat, curentul total absorbit este de numai 35 mA.

Reglajele lui P_1 și P_2 depind de gustul individual, în ceea ce privește duratele stărilor activă și inactivă ale gongului.

259 *Semnalizator suplimentar de stop*

Pe șosele sunt multe mașini cărora le-ar prinde bine un semnalizator suplimentar de stop, în special unul montat sus, care să poată fi văzut de la a treia, a patra sau chiar a cincea mașină din spatele său. Cel propus aici constă dintr-o bară de LED-uri cu lumină dinamică, ce-și reia ciclul după ce s-au aprins toate LED-urile. În unele țări nu este permisă folosirea lui –



interesați-vă la circa de Poliție – însă poate fi folosit, oricum, la minimodele.

Alimentarea se ia de la bornele semnalizatorului de stop existent. Datorită punții redresoare D_1-D_4, nu mai are importanță polaritatea tensiunii. Tensiunea este menținută la o valoare constantă de 5 V de către IC_4.

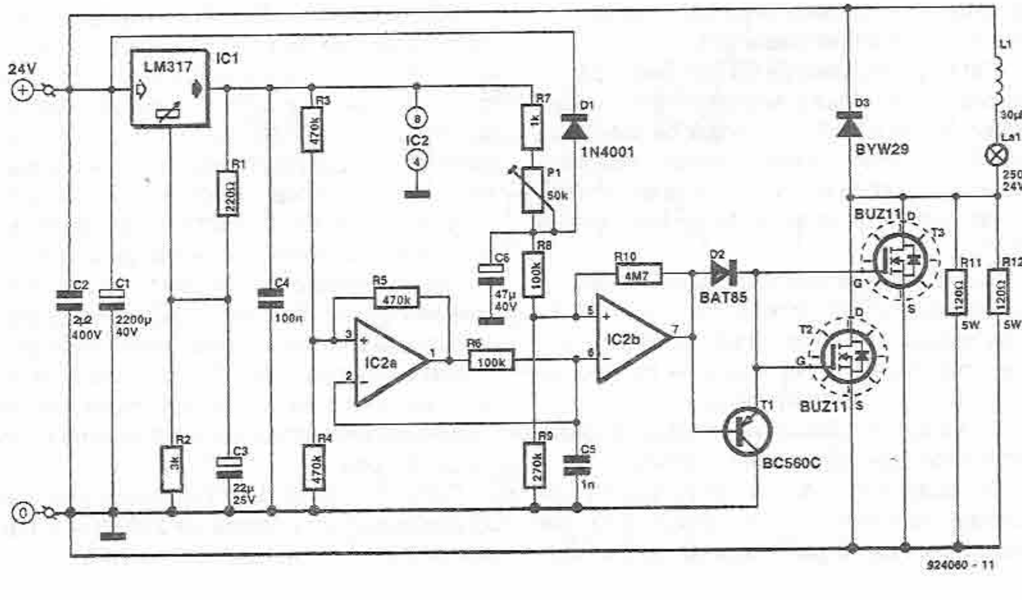
Un oscilator, realizat cu IC_1, furnizează impulsuri de tact registrelor de deplasare IC_2 și IC_3 cât timp este apăsată pedala de frână. Frecvența de repetiție a impulsurilor se reglează cu P_1.

LED-urile se conectează la ieșirile registrelor de deplasare prin rezistoare înseriate. Deoarece pinii de intrare 1 și 2 ai lui IC_2 sunt conectați la linia pozitivă de alimentare, fiecare impuls de tact generează un „1" logic la pinii de ieșire succesivi, astfel încât se vor aprinde tot mai multe LED-uri. Ultima ieșire a lui IC_2 fiind legată la pinii 1 și 2 ai lui IC_3, ieșirile acestui CI vor primi succesiv „1"-uri logice după ce s-au aprins toate LED-urile conectate la IC_2. Când, în sfârșit, trece în „1" ultima ieșire a lui IC_3, T_1 este adus în conducție, determinând resetarea registrelor de deplasare și stingerea tuturor LED-urilor. Dacă pedala de frână este încă apăsată, LED-urile se vor aprinde din nou unul câte unul.

Rețeaua R_{19}-C_9 asigură resetarea registrelor de deplasare, și astfel stingerea LED-urilor, în momentul deschiderii lui T_1.

260 *Protecție pentru lămpile cu halogen*

Lămpile cu halogen, în special cele de putere mare, tind să absoarbă curenți foarte mari în stare rece, pentru că atunci au o rezistență foarte redusă: de ordinul a 0,1 Ω sau mai mică. Dacă un astfel de bec este alimentat de la o baterie de 24 V, poate apărea un curent de vârf de peste 200 A. Acest fapt este în cel mai înalt grad în detrimentul duratei de viață a lămpii, care, după numai câteva conectări, își va da duhul. Această situație costisitoare poate fi evitată crescând de la zero tensiunea aplicată lămpii. Întrucât alimentarea se face de la o sursă de curent continuu, singura cale de implementare a acestei comenzi este prin modulația impulsurilor în durată. Prin această tehnică, tensiunea becului pornește de la zero, cu im-



pulsuri de durată crescătoare, în timp ce curentul este netezit cu o bobină, astfel încât nivelul mediu va crește gradat. Comutarea este asigurată de două MOSFET-uri de tip BUZ11. Acest tip se caracterizează printr-o rezistență extrem de redusă a canalului, care are valoarea tipică de 0,03 Ω pentru o tensiune poartă-sursă de 15 V; în plus, dispozitivul lucrează la curenți continui de până la 30 A, și pulsatorii de până la 120 A. Prin conectarea în paralel a celor două, curentul este divizat pe două căi: bineînțeles, nu 50/50, dar suficient pentru a garanta menținerea dispozitivelor între limitele de siguranță pe timpul conducției.

Circuitul de control al MOSFET-urilor, T_2 și T_3, nu aduce nimic nou. Un regulator, IC_1, face ca tensiunea de alimentare a circuitului să nu crească prea mult: este calculat pentru aprox. 18,5 V. Tensiunea bateriei nu poate fi folosită direct deoarece, printre altele, tensiunea poartă-sursă a MOSFET-urilor nu trebuie să fie mai mare de 20 V.

Triggerul Schmitt IC_{2a} generează un fel de undă triunghiulară; R_2 și R_4 fac ca punctul de funcționare al AO să fie la jumătatea tensiunii de alimentare. Datorită rețelei R_6-C_5, forma de undă de la ieșire este dreptunghiulară. Totuși, tensiunea la bornele lui C_5 este de formă exponențială, adică mai mult sau mai puțin triunghiulară. Această tensiune este comparată, de către IC_{2b}, cu tensiunea finală de pe C_6, care după conectare crește lent.

Cât timp tensiunea pe C_5 este mai mică decât cea de pe intrarea neinversoare a lui IC_{2b}, ieșirea AO va fi în „1". De îndată ce potențialul intrării inversoare atinge o valoare mai mică decât cea a intrării pozitive, ieșirea își schimbă starea, acțiune accelerată de reacția pozitivă prin R_{10}.

Cu cât este mai mare tensiunea finală a lui C_6, cu atât mai mult timp va rămâne în „1" ieșirea lui IC_{2b}. În cele din urmă, va atinge o valoare mai ridicată decât tensiunea maximă pe C_5: pinul 7 al lui IC_{2b} rămâne atunci permanent în „1". Lampa nu mai este conectată și deconectată succesiv, ci rămâne conectată.

AO dual de tip CA3240 din poziția IC_2 are avantajul că ieșirea sa este aproape nulă, dar dezavantajul că nu poate absorbi curenți relativ mari la ieșire. Din acest motiv, T_1 asigură descărcarea rapidă a capacităților porților lui T_2 și T_3, de 2 ÷ 10 nF (împreună). Aceste capacități ale porților sunt încărcate din nou (adică T_2 și T_3 sunt aduși în conducție) de IC_{2b}, prin D_2. Nu este necesar un circuit de comandă suplimentar, deoarece CA3240 poate debita suficient curent în starea „1". Când FET-urile sunt în conducție, potențialul porților acestora este de 16 V.

Când se deconectează lampa, C_6 se descarcă imediat, circuitul devnind astfel capabil să o conecteze din nou. Pentru ca tensiunea indusă la bornele lui L_1 la deconectări să nu depășească nivelul maxim admis al tensiunii drenă-sursă (50 V), bobina este șuntată de D_3. Este necesar ca aceasta să fie o diodă rapidă (25 ns sau mai puțin) capabilă să suporte curenți de până la 30 A.

Rezistoarele R_{11} și R_{12} furnizează o anumită tensiune lămpii înaintea deschiderii MOSFET-urilor.

Viteza cu care se face aprinderea lămpii se reglează cu P_1; în mod normal, este suficientă poziționarea acestuia la mijlocul cursei.

Este recomandabil să se monteze FET-urile pe un radiator, deși disipația lor este de ordinul a numai 1,6 W.

Condensatoarele C_1 și C_2 trebuie să poată suporta curenți în impulsuri de până la 30 A.

Bobina L_1 trebuie să prevină depășirea unei valori predefinite de către curentul prin lampă: cu cât este mai mare inductanța, cu atât este mai scăzut nivelul maxim al curentului. Totuși, dimensiunile fizice ale bobinei trebuie să fie acceptabile. În cazul prototipului, curentul maxim prin lampă a fost stabilit la 30 A. La frecvența de comutație de 7 kHz, o inductanță de 30 μH este suficientă. Pe de altă parte, pentru a evita problemele de saturație, bobina este executată „în aer" (fără miez). Se realizează prin înfășurarea a 45 de spire din sârmă de cupru emailat cu diametrul de 1,5 mm, în trei straturi, pe un șablon rotund cu diametrul de 24 mm. În timpul bobinării, aplicați din când în când puțin clei peste spire.

Curentul absorbit de circuit este în principal cel prin lampă: cu o lampă de 250 W și o baterie de 24 V, curentul este de cca 10 A.

261 *Compensarea curentului de polarizare la amplificatoare operaționale bipolare*

Un avantaj al AO bipolare, față de tipurile cu FET-uri, este faptul că au nivelul de zgomot la intrare apreciabil mai scăzut. Totuși, când un AO bipolar este folosit într-un circuit de mare impedanță, curentul său de polarizare reprezintă adesea o problemă. De exemplu, curentul de polarizare al binecunoscutului AO NE5534 este de 0,5 µA, tipic, cu o variație de circa 5 nA/°C. Variații de temperatură de ±10°C vor produce astfel modificări de aproape 10%, care ar face imposibilă menținerea tensiunii de ieșire la valoarea de 0 V c.c.

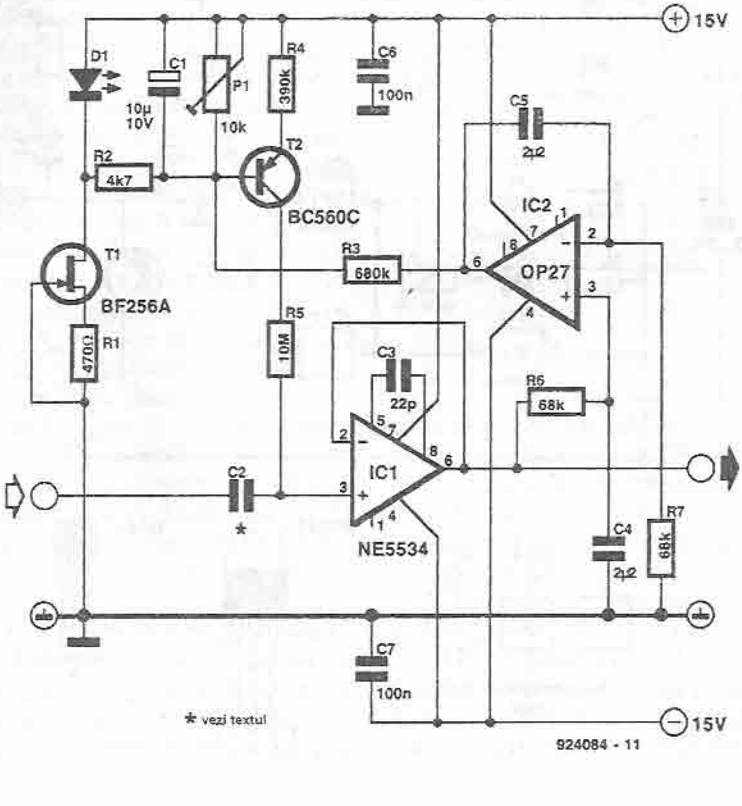
Circuitul prezentat aici compensează curentul de polarizare cu ajutorul unei surse de curent. În practică, sursa de curent nu este complet stabilă în raport cu variațiile temperaturii, dar acest efect este contracarat prin plasarea ei într-o buclă de control.

Sursa de curent, T_2, se conectează la intrarea neinversoare a lui IC_1 printr-un rezistor de 10 MΩ. Tensiunea de referință pentru T_2 este creată cu ajutorul unei surse auxiliare de curent de 2 mA, T_1, și al lui D_1. Această soluție face ca circuitul să fie foarte puțin sensibil la zgomotele de pe liniile de alimentare.

Pentru a menține la valori minime zgomotul lui T_2, „tensiunea de referință" a lui D_1 este divizată cu R_2-P_1.

AO IC_2 măsoară tensiunea continuă de la ieșirea lui IC_1 și reglează curentul sursei, prin intermediul lui R_3, astfel încât să nu existe tensiune la ieșirea lui IC_1. Aceasta înseamnă, bineînțeles, că IC_1 nu va putea fi folosit ca amplificator de curent continuu.

Pentru a preveni anularea sau influențarea curentului de compensare a polarizării de către



rezistența de ieșire sau offsetul ieșirii etajului precedent, este necesar la intrare un condensator, C_2. S-ar putea crede că, datorită impedanței de intrare ridicate, acesta poate avea o valoare redusă. Pentru o frecvență de tăiere de 20 Hz și o impedanță de intrare de 25 MΩ, o valoare de 330 pF ar fi suficientă. Însă acest lucru este fals, deoarece reactanța ridicată a unui asemenea condensator ar produce un nivel de zgomot de aprox. 640 nV/Hz^{-2}, la 20 Hz. Din acest motiv, condensatorul trebuie să fie egal cu impedanța de ieșire a etajului precedent.

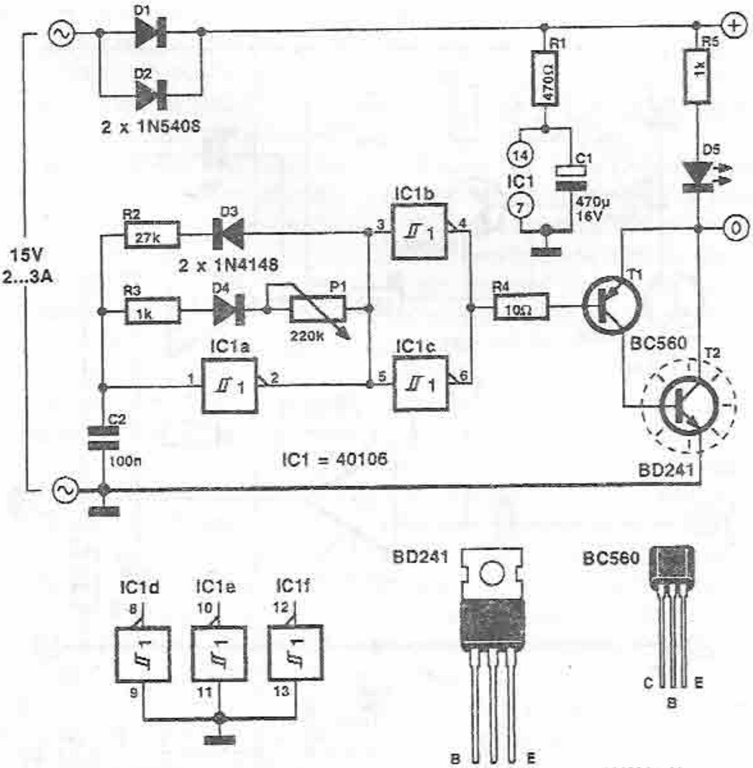
Potențiometrul semireglabil P_1 trebuie ajustat astfel încât tensiunea de ieșire să rezulte zero (sau aproape zero), la o temperatură ambiantă situată la jumătatea domeniului temperaturilor de lucru.

Circuitul consumă un curent de cca 11 mA.

262 *Regulator PWM*

Regulatorul descris în acest articol este destinat în principal motoarelor mici de 12 V care nu absorb mai mult de 2 A. Multe regulatoare limitează curentul prin motor, fapt care, de asemenea, reduce cuplul. Circuitul de control are la bază un inversor CMOS sextuplu, IC_1 (tip 40106). Trei dintre inversoare nu sunt folosite. Motorul este comutat printr-un Darlington cu componente discrete, T_1-T_2.

Inversorul IC_{1a} funcționează ca oscilator a cărui durată activă (în care T_2 conduce, astfel încât motorul primește energie) este determinată de R_2-C_2-D_3. Perioada inactivă a semnalului dat de oscilator (când T_2 este blocat) este



determinată de R_3-P_1-C_2-D_4, și poate fi astfel variată cu P_1.

Inversoarele conectate în paralel, IC_{1b} și IC_{1c}, formează un tampon între oscilator și Darlingtonul de putere.

Motorul se conectează între bornele + și 0 din schemă.

Alimentarea motorului și regulatorului este furnizată de un transformator de rețea, a cărui tensiune secundară este redresată monoalternanță cu D_1 și D_2.

Un LED indicator cu rezistor limitator de curent este conectat la bornele motorului.

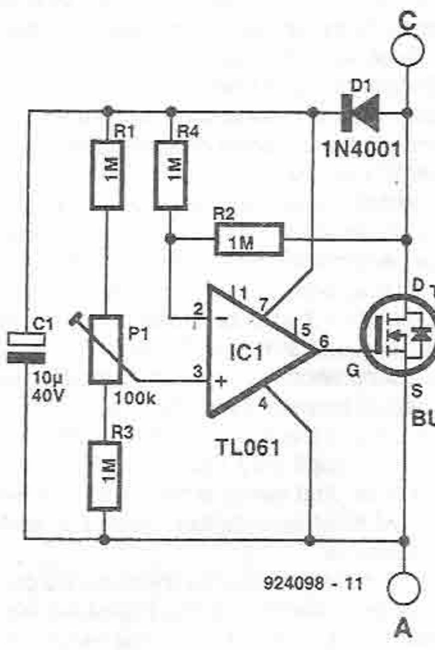
Rețeaua R_1-C_1 filtrează tensiunea de alimentare pentru IC_1.

În sfârșit, T_2 trebuie montat pe un radiator termic.

263 *Diodă cu cădere de tensiune redusă*

Multe diode cu siliciu prezintă, la curenți mari, o tensiune directă de 1 V sau mai mare. Există unele tipuri a căror cădere de tensiune la curenți de până la 2 ÷ 3 A este limitată la 0,5 ÷ 0,6 V, dar chiar și aceasta poate produce pierderi inacceptabil de mari. Circuitul descris aici oferă un posibil remediu.

Catodul, C, al lui T_1, un FET SIPMOS, se conectează la o sursă de tensiune sinusoidală. Anodul, A, funcționează astfel ca punct de referință. Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii sinusoidale, U_s, prin D_1. Acest lucru asigură alimentarea AO chiar și pe timpul semialternanțelor negative ale lui U_s.



Intrarea neinversoare a lui IC_1 este plasată la jumătate din valoarea de vârf a lui U_s, cu ajutorul divizorului de tensiune R_1-P_1-R_3. Datorită divizorului de tensiune R_2-R_4, potențialul intrării inversoare a AO va fi mai mare decât cel al intrării neinversoare numai pe durata semialternanțelor pozitive ale lui U_s. Aceasta înseamnă că AO va aduce în conducție canalul drenă-sursă al lui T_1 când tensiunea catodului tinde să devină mai mică decât cea a anodului. În acest caz, curentul prin FET circulă dinspre sursă spre drenă, și în paralel, prin dioda de protecție internă. Cu alte cuvinte, FET-ul este utilizat în conexiune inversă. Tensiunea directă a diodei realizate cu FET este produsul dintre curentul prin el și rezistența lui în stare de conducție (0,07 Ω).

Poziția lui P_1 determină tensiunea anod - catod la care începe să crească tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional (folosit în principal în zona liniară), unde se produce intrarea în conducție a lui T_1. Semireglabilul se poate regla cu precizie numai cu ajutorul unui osciloscop conectat între drena și sursa FET-ului. El se va fixa în acea poziție în care, pentru curentul nominal direct, tensiunea la bornele FET-ului este cât mai mică posibil pe durata semialternanțelor în care FET-ul conduce. În cazul prototipului, tensiunea directă măsurată astfel a fost de 0,5 V, la un curent alternativ de 10 A și o frecvență de 50 Hz. La 3,3 A, căderea de tensiune a fost de numai 0,2 V, iar la 300 mA de doar 0,1 V. De remarcat că tensiunea directă rămâne constantă în raport cu

curentul sub nivelul la care a fost reglat P_1.

Circuitul consumă un curent nu cu mult mai mare decât curentul de alimentare al lui IC_1. Deși tensiunea maximă de alimentare a AO este de 36 V, tensiunea catod-anod, care este tensiunea „inversă" a „diodei", nu trebuie să depășească 20 V, care este tensiunea poartă - sursă maxim admisibilă a lui BUZ 10.

264 *Starter cu diac pentru tub cu neon*

Diacul (sidac) Motorola poate fi comparat cu un triac căruia îi lipsește conexiunea porții. El intră în conducție ori de câte ori tensiunea la bornele sale depășește un anumit nivel. Polaritatea acestei tensiuni nu prezintă importanță: ca și triacul, diacul lucrează la fel de bine cu tensiuni continue sau alternative. Mai mult chiar, când diacul se află în conducție, se comportă asemănător unui scurtcircuit, și rămâne în această stare până când nivelul curentului scade sub o anumită valoare (curent de menținere), după care se blochează.

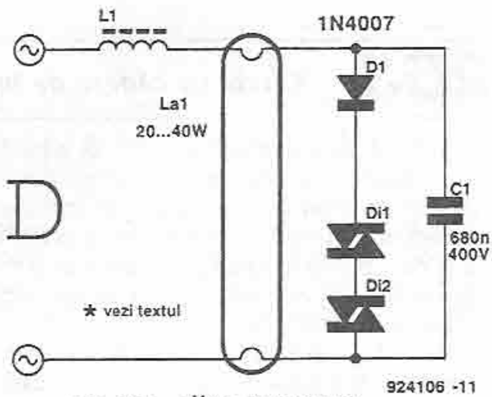
Un circuit serie compus dintr-un diac și o sarcină conectate la rețea constituie un fel de variator de luminozitate al cărui unghi de fază, nemodificabil, depinde de tensiunea de amorsare a diacului. Diacele sunt disponibile la tensiuni de amorsare între 104 V și 280 V.

Un tub cu neon nu pornește la fel de ușor ca un bec cu incandescență deoarece tubul se amorsează la o tensiune mult mai mare decât cea a rețelei, după care rămâne aprins la tensiunea rețelei. Atât nivelul tensiunii de aprindere cât și cel al tensiunii de lucru depind de temperatura tubului.

În mod normal, tensiunea înaltă pentru pornire se obține prin întreruperea curentului printr-o bobină de șoc. Acest lucru este realizat de obicei de către starter, care asigură și apariția unui curent suficient de mare prin filamentele tubului. Aceasta determină încălzirea capetelor tubului, facilitând aprinderea.

Aceste sarcini ale starterului sunt preluate de două diace de 135 V (sau de unul singur de 270 V). Tensiunea de pornire va fi astfel de 270 V, situată sub valoarea de vârf a tensiunii de rețea (aprox. 340 V), însă deasupra tensiunii de lucru a unui tub cu neon de 20 ÷ 40 W.

Cât timp tubul nu este aprins, aproape întreaga tensiune a rețelei se află la bornele starterului. Să presupunem că polaritatea rețelei



Di1, Di2 = diac MK1V135*

produce polarizarea directă a lui D_1. Când valoarea instantanee a tensiunii rețelei atinge nivelul tensiunii de amorsare a diacelor, acestea vor scurtcircuita starterul, ducând la apariția unui curent important prin filamente și bobină. Acesta dă naștere unui câmp magnetic în L_1. Când se inversează polaritatea tensiunii rețelei, curentul pozitiv prin L_1 va descrește treptat. Când nivelul curentului se apropie de zero, diacele se blochează, astfel că tensiunea instantanee negativă a rețelei se aplică imediat la bornele tubului, datorită încărcării rapide a lui C_1. Acest condensator și L_1 formează un circuit rezonant serie care mărește căderea de tensiune instantanee pe tub mult peste nivelul tensiunii rețelei.

În timpul următoarei semialternanțe pozitive a tensiunii rețelei, diacele se deschid din nou și secvența se repetă până când, după câteva cicluri, tubul se încălzește suficient pentru a rămâne aprins. Căderea de tensiune pe tubul aprins nu depășește tensiunea de amorsare a diacelor, astfel încât starterul va rămâne blocat.

Condensatorul C_1 nu are numai rolul de a

suprima orice fel de interferenţe de RF produse de tub, ci şi de a reduce caracterul inductiv al sarcinii văzute de către reţea (aşa-numita îmbunătăţre a lui cos φ).

Condensatorul şi diodele se pot monta în interiorul unei carcase de starter original, din fibră.

265 Convertor pentru flash-EPROM

Flash-EPROM-urile devin din ce în ce mai populare, în ciuda faptului că sunt mai greu de reprogramat decât EEPROM-urile. Această complicaţie este compensată de preţul lor mai scăzut, densitatea mai mare şi viteza superioară de programare.

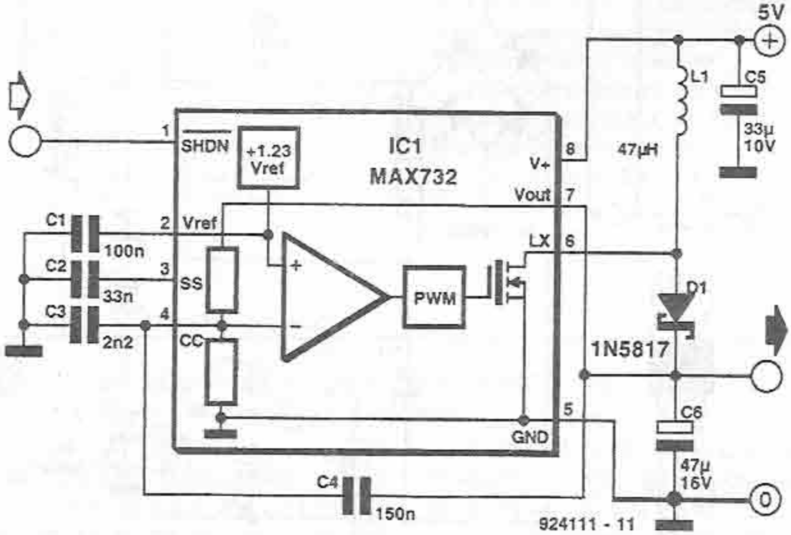
Maxim, un fabricant specializat pe tot felul de convertoare mici, produce un CI special pentru generarea tensiunii necesare pentru programare, de 12 V la 50 mA: MAX732.

MAX732 conţine practic tot ceea ce este necesar pentru construirea unei mini-surse în comutaţie. Solicită o tensiune de intrare de 5 V, din care creează o tensiune de ieşire de 12 V. Întrucât tensiunea de ieşire este cerută numai pe durata programării, el poate fi dezactivat prin intermediul intrării de oprire (pinul 1).

O problemă întâlnită la realizarea surselor de alimentare în comutaţie este obţinerea anumitor componente pasive, în special a bobinei. Cea folosită aici este de tipul CD54-470KC, produsă de Sumida, ce poate fi obţinută de la un număr de detailişti, şi, de asemenea, de la furnizorii de produse MAX, sub denumirea MAX-L001. Dacă nu se poate obţine nici unul dintre aceste tipuri, se poate totuşi folosi un şoc pentru triac, dar acest lucru va reduce într-o oarecare măsură eficienţa convertorului. Se pot întotdeauna adăuga sau elimina spire dacă inductanţa nu este cea corectă. Ţineţi cont că inductanţa este proporţională cu pătratul numărului de spire.

Dioda D_1 trebuie să fie de tip 1N5187 sau echivalentă; reţineţi că un 1N4001 nu este destul de rapid.

Prototipul furniza 12 V şi un curent I_0 de până la 200 mA, mai mult decât suficient pentru un flash-EPROM. Curentul absorbit din sursa de 5 V a fost aprox. $2{,}4 \cdot I_0$. Folosiţi un singur punct de masă şi decuplaţi CI direct la pini.



266 *Starter cu tiristor pentru tuburi fluorescente*

Tipul Y1112 fluoractor™ produs de Texas Instruments este un tiristor special proiectat pentru pornirea tuburilor fluorescente. Principalele sale avantaje față de un tiristor standard sunt curentul său de menținere mult mai mare, capacitatea sa de a lucra la tensiuni anod-catod rapid crescătoare (valoare mare a lui du/dt), și protecția sa la supratensiune. Aceste proprietăți îl fac ideal pentru înlocuirea starterului electromecanic clasic, cu scopul unei aprinderi sigure, fără pâlpâiri și cu o durată mare de funcționare.

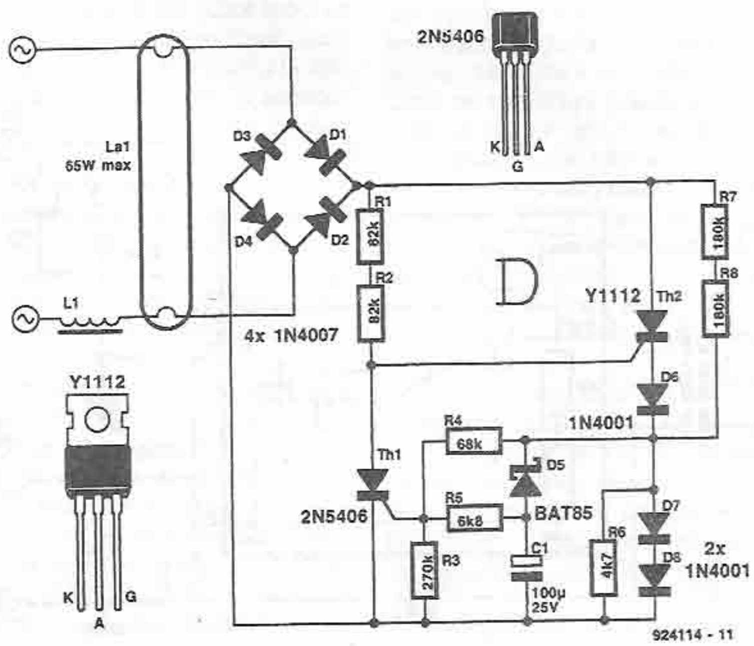
Un tub fluorescent nu pornește la fel de ușor ca un bec cu incandescență, deoarece tubul se amorsează la o tensiune mult mai mare decât cea a rețelei, după care rămâne aprins la tensiunea rețelei. Atât nivelul tensiunii de aprindere cât și cel al tensiunii de lucru depind de temperatura tubului.

În mod normal, tensiunea înaltă pentru pornire se obține prin întreruperea curentului printr-o bobină de șoc. Acest lucru este realizat de obicei de către starter, care asigură și apariția unui curent suficient de mare prin filamentele tubului. Aceasta determină încălzirea capetelor tubului, facilitând aprinderea.

Aceste sarcini ale starterului sunt preluate de către fluoractorul™ Th_2. La conectarea tensiunii rețelei, Th_2 se amorsează prin intermediul lui R_1 și R_2. Prin filamentele tubului va apărea un curent destul de mare, astfel încât acesta se va preîncălzi.

Datorită căderii de tensiune pe diodele D_7 și D_8, condensatorul C_1 se va încărca prin rezistoarele R_4 și R_5. Când, după câteva milisecunde, C_1 s-a încărcat la o anumită valoare (interval în care curentul prin Th_2 a fost apreciabil mai mare decât curentul de menținere), intră în conducție tiristorul Th_1 și întrerupe curentul de poartă al lui Th_2*. Întreruperea bruscă a unui curent relativ mare face ca șocul să genereze o t.e.m. inversă suficient de ridicată pentru aprinderea tubului fluorescent.

* Acest tiristor special rămâne totuși în conducție până când curentul prin acesta scade la valoarea de menținere de aprox. 200 mA.

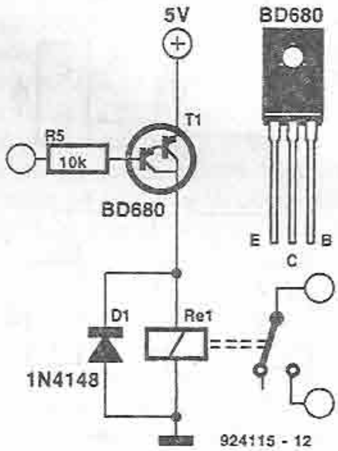


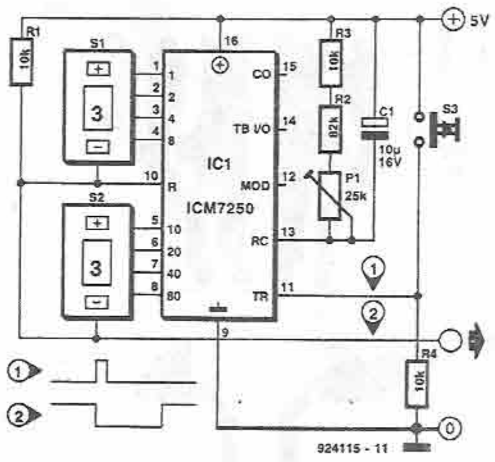
267 *Temporizator cu un singur CI*

Cipul temporizator ICM7250 produs de Maxim permite realizarea unui temporizator foarte simplu. CI are opt intrări programabile pentru conectarea, să zicem, la două comutatoare tip rozetă. Unitățile sunt fixate, în cod BCD, la cele patru intrări inferioare, pinii 1 ÷ 4, iar zecile la cele superioare, pinii 5 ÷ 8. Astfel, utilizatorul poate selecta orice tip între 00 și 99 de unități.

Durata fiecărei unități de timp este determinată de P_1-R_2-R_3-C_1. În această aplicație concretă, au fost stabilite unități de timp de o secundă. Alte unități se pot stabili prin câteva modificări minore.

Conform datelor de catalog, valoarea totală maximă a rezistenței rețelei nu trebuie să depășească 22 MΩ, în timp ce valoarea condensatorului nu trebuie să fie mai mică de 10 pF.





Rețineți că, în cazul stabilirii unor unități mai mari, trebuie utilizate condensatoare cu curenți de pierderi reduși.

La apăsarea comutatorului S_3, se resetează un bistabil intern și pornește numărătorul. Ieșirea lui IC_1 (pinul 10) își schimbă atunci starea (trece în „0"). După scurgerea numărului fixat de unități de timp, ieșirea devine din nou „1".

Tensiunea de alimentare a temporizatorului poate fi de 2 ÷ 9 V, în ciuda faptului că datele de catalog afirmă că este admisă o tensiune de până la 16 V. În cazul prototipului, ieșirea rămâne permanent în „1" cu tensiuni de alimentare de 9,5 ÷ 16 V.

Releul conectat la ieșire este comandat de un tranzistor de putere, T_1. Acest Darlington poate comuta curenți de până la 4 A.

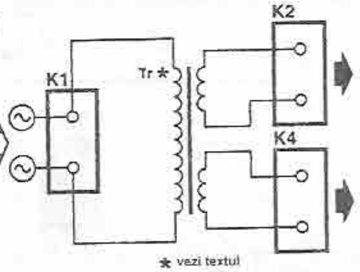
Circuitul în sine consumă un curent de numai 1 mA.

268 *Cablaj general pentru transformatoare*

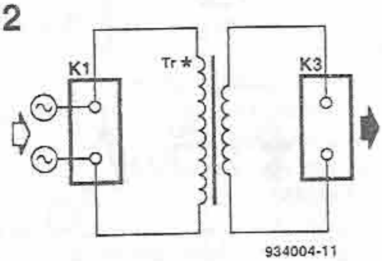
Placa se poate utiliza fie așa cum se arată în fig. 1, fie ca în fig. 2, cu transformatoare având puteri între 1,5 VA și 12 VA. Când este folosită cu un transformator foarte mic, se poate tăia partea notată cu K_2-K_4. Plasați fâșia cu borne în aceeași poziție, de-a lungul noii margini, în poziția în care se afla inițial.

Când se folosesc transformatoare fără auto-

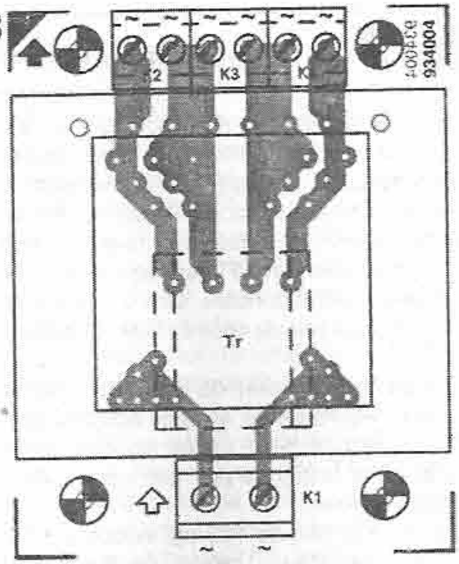
1



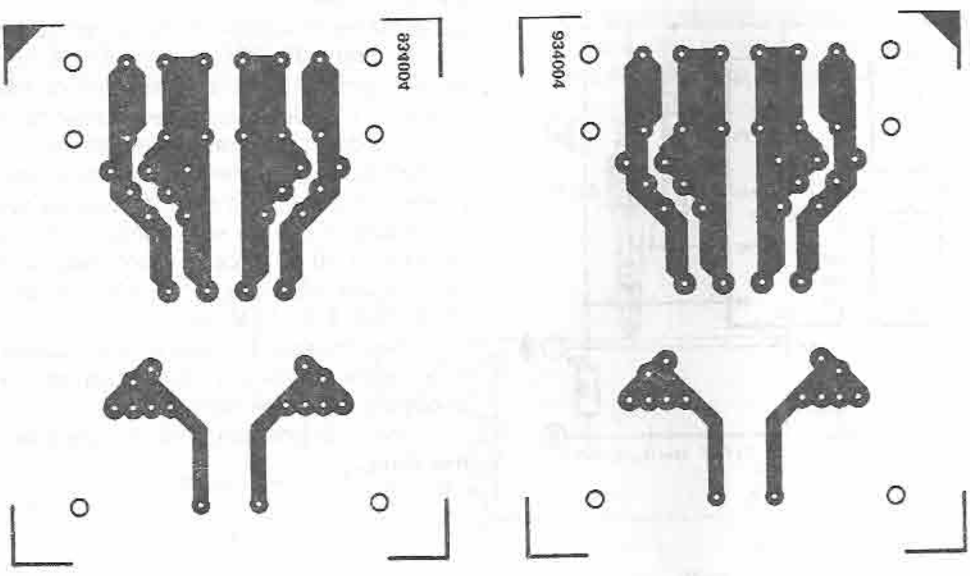
2



3



4



protecție la scurtcircuit, este foarte importantă existența unei siguranțe fuzibile la intrarea de rețea.

Listă de componente:

K_1 = regletă cu două borne, pasul 7,5 mm.
K_2, K_3, K_4 = regletă cu două borne, pasul 5 mm.
Tr = transformator pentru montare pe cablaj.
Cablaj Ref 934004

269 *Masă virtuală*

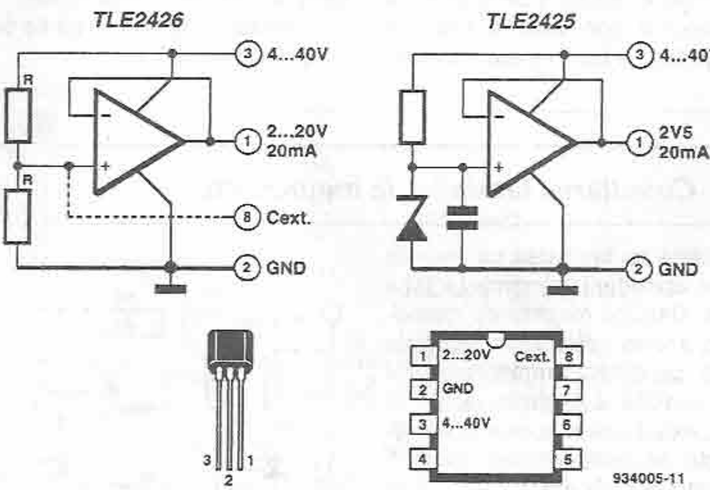
Deseori, este disponibilă o sursă cu o singură tensiune de alimentare pentru un circuit cu AO. Întrucât aceste circuite necesită în mod normal o sursă dublă, rezultă că sursa existentă va trebui convertită cumva. Acest lucru se face de obicei cu un divizor de tensiune și un condensator la bornele sursei simple, urmate uneori de un AO auxiliar.

În prezent, o soluție mai sofisticată este utilizarea lui TLE2426, produs de Texas Instruments. Acest CI nu este mai mic și mai ușor de folosit, ci, datorită AO încorporat, oferă și performanțe superioare. Acestea se remarcă în special la frecvențe joase, unde impedanța obișnuitului condensator electrolitic conectat pe divizorul de tensiune poate crea probleme. În cazul lui TLE2426, locul condensatorului este luat de un repetor de tensiune, astfel că impedanța, chiar și la frecvențe joase, rămâne scăzută – tipic, 7,5 mΩ.

Curentul de repaus este de numai 170 µA, în timp ce curentul furnizat este de 20 mA.

Dispozitivul este disponibil în două încapsulări diferite: cea în formă de tranzistor, indicată de sufixul „LP" în codul numeric, și cea DIL cu 8 pini, cu sufixele D, P sau JG. Modelul LP este soluția ideală pentru înlocuirea unui divizor clasic de tensiune cu condensator aferent (eventual, și a unui posibil AO). Modelul DIL are avantajul că permite conectarea unui condensator la pinul 8, lucru de dorit în unele cazuri, deoarece fiecare din cele două tensiuni de ieșire este egală cu jumătate din tensiunea de alimentare, care poate conține mult zgomot.

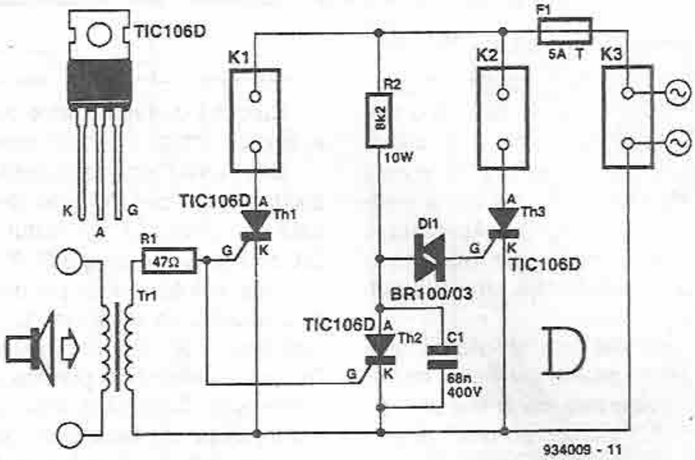
Există, de asemenea, tipul TLE2425, care oferă o tensiune fixă de 2,5 V la un curent maxim de 20 mA. Pinul 8 al acestui model este neconectat.



270 *Lumină indicatoare bisens*

Semnalul audio se aplică circuitului indicator printr-un transformator de microfon 1:1–1:4. El va determina care din cele două lămpi, L_1 și L_2, conectate la K_1 și respectiv la K_2, va fi alimentată de redresorul comandat cu siliciu (RCS) aferent.

În absența semnalului la intrare, ambele RCS sunt blocate.



Pe timpul semiperioadei pozitive a tensiunii de rețea, se aplică o tensiune de comandă în poartă la Th_3, prin R_2 și diacul Di_1. RCS conduce, și alimentează lampa L_2. Când semnalul audio de intrare atinge un anumit nivel, intră de asemenea în conducție Th_1 și Th_2 și se aprinde L_1. În același timp, Th_2 anulează comanda aplicată lui Th_3, încât acest RCS se blochează la următoarea trecere prin zero a tensiunii rețelei și se stinge lampa L_2. Trebuie acordată mare atenție construcției acestui circuit, deoarece în timpul funcționării apar tensiuni periculoase, în diferite puncte ale lui.

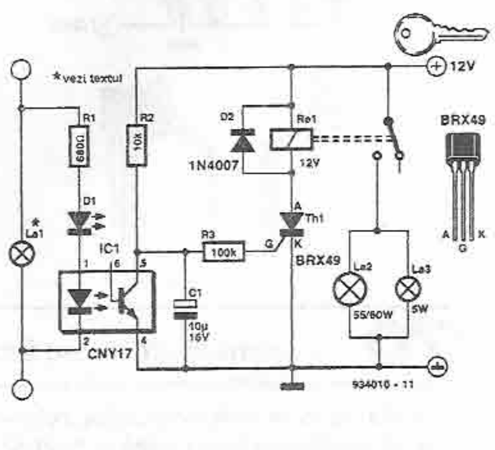
Prin urmare, trebuie construit într-o carcasă dintr-un material bun izolator (din fibre sintetice). Transformatorul trebuie să fie prevăzut cu o izolație omologată pentru funcționarea în circuite aflate la tensiunea rețelei.

Rezistorul R_2 trebuie să fie de putere mare, iar C_1 este de 400 V.

271 *Comutarea luminilor la motociclete*

Multe motociclete au facilitatea ca, imediat după conectarea aprinderii, să cupleze faza scurtă a farurilor. Deși, la majoritatea motocicletelor moderne, aceste lumini sunt decuplate pentru scurt timp, pe durata pornirii motorului (pentru a evita apariția unei suprasarcini la bornele bateriei), există unele la care acest lucru nu se întâmplă. Această deficiență poate fi înlăturată cu circuitul descris aici.

Circuitul se bazează pe optocuplorul IC1, care sesizează dacă este aprins becul pentru poziția „N(eutră)", La1, de pe bord. Cât timp este aprins acest bec, mecanismul nu este introdus în viteză. La pornirea motorului (cu cutia de viteze încă în „N"), La1 rămâne aprins, astfel încât LED-ul inclus în optocuplor luminează. Acesta aduce în conducție tranzistorul conținut în IC1. Poarta tiristorului se află atunci la po-



tențialul masei și releul rămâne nealimentat. Becurile LA2 și LA3 sunt stinse și motorul

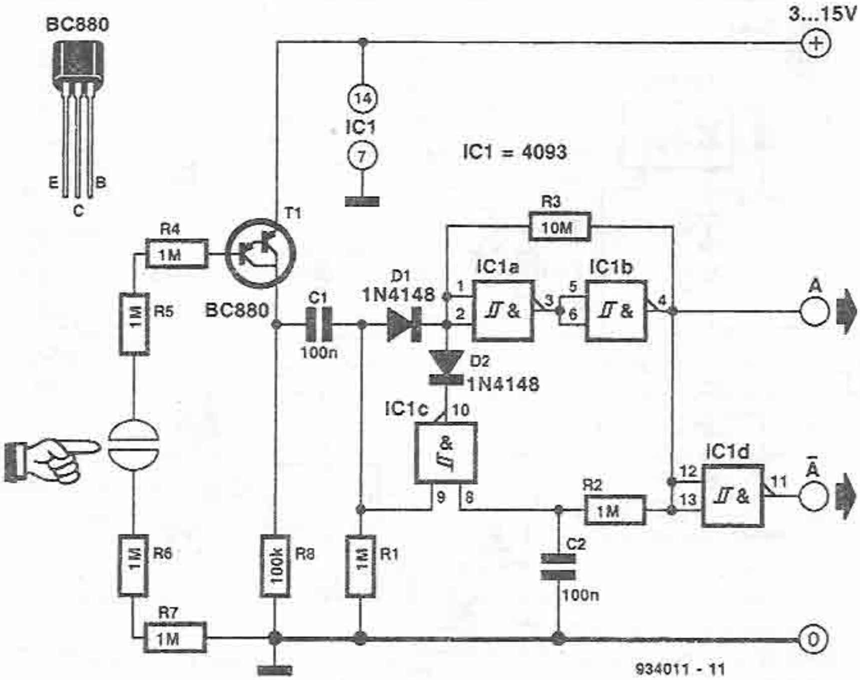
poate porni fără ca acestea să se aprindă. Când se selectează o viteză, La1 se stinge și tranzistorul din IC1 se blochează. Tiristorul primește curent de poartă prin R2 și R3, rezultând activarea releului Re1. Farurile se aprind și motocicleta poate fi condusă în siguranță. Tiristorul rămâne în conducție atâta timp cât este încărcată bateria, astfel ca, la selectarea poziției „N", de exemplu la un semafor, farurile să rămână aprinse.

272 *Comutator senzorial secvențial*

Comutatorul senzorial se bazează pe un trigger Schmitt cu automenținere, construit cu IC1a, IC1b și R3. Semnalul de la ieșirea lui IC1b se aduce înapoi la intrarea lui IC1a, prin R3, rezultând menținerea stării stabile a ambelor porți. Cât timp circuitul se află în repaus, adică anodul lui D1 este pe nivel „0" iar catodul lui D2 pe nivel „1", porțile își mențin starea.

Să considerăm că ieșirea A este în „0". Când contactul senzorial este scurtcircuitat cu degetul, căderea de tensiune pe R8 crește. Această creștere este transpusă într-un impuls scurt de R1-C1. Acest impuls transmite prin D1 un „1" pe intrarea lui IC1a. Ieșirea lui IC1b, și ieșirea A, vor trece de asemenea în „1" și, așa cum s-a explicat mai înainte, această stare se menține.

În același timp, tensiunea pe C2 crește gradat. Când acest condensator s-a încărcat (aproape) complet, circuitul este pregătit să-și schimbe starea la următorul impuls apărut pe R1. Acest impuls va face ca ieșirea lui IC1a să devină „0", situație în care ieșirea lui IC1b devine „0" și tensiunea pe C2 scade. Ieșirea A este din nou „0" și circuitul se află iarăși în punctul din care a pornit.

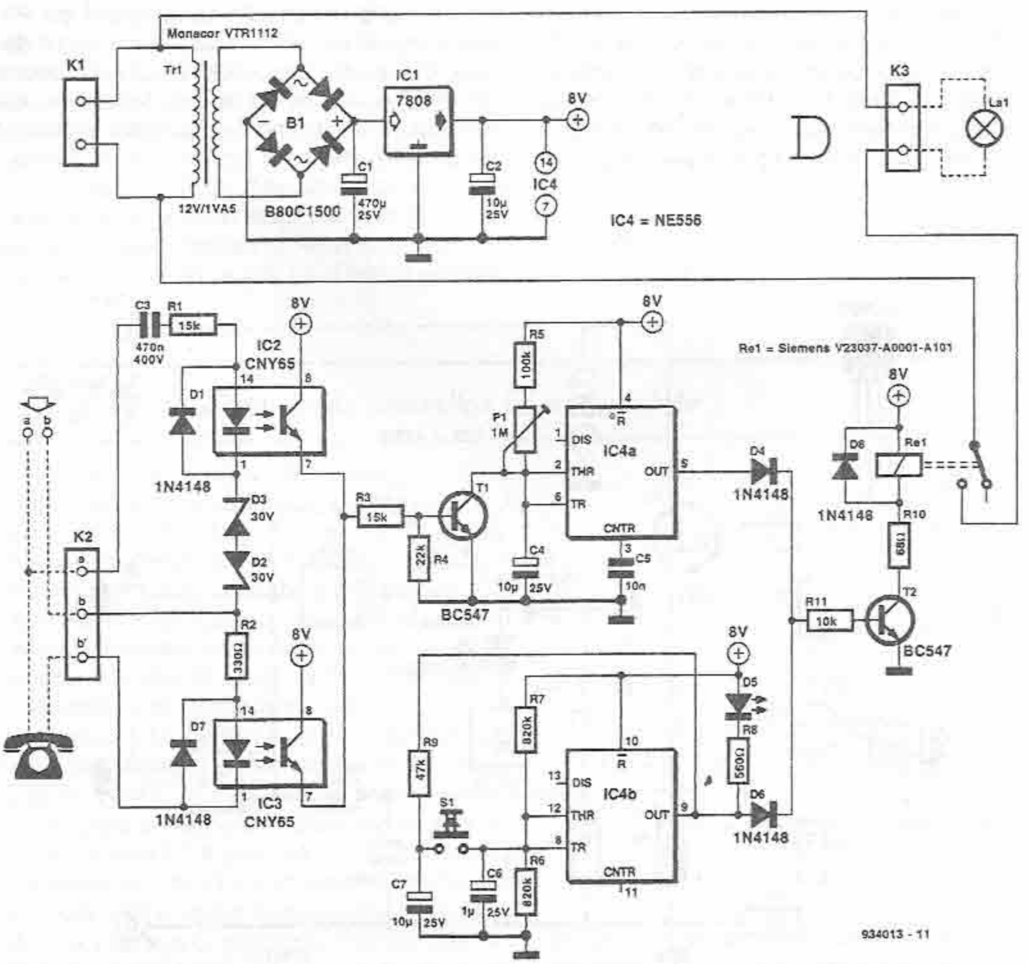


273 *Veioză comandată de telefon*

Întrucât în unele țări conectarea acestui circuit la rețeaua telefonică publică este contrară prevederilor legale, contactați furnizorul de servicii telefonice, înainte de construirea acestui montaj.

În majoritatea rețelelor telefonice, la bornele a și b este prezentă o tensiune continuă de 48 ÷ 60 V. La sosirea unui semnal de apel, peste tensiunea continuă se suprapune o tensiune alternativă de 50 ÷ 60 V, cu frecvența de 25 ÷ 27 Hz. Această tensiune în gol scade la mai puțin de jumătate când se ridică receptorul din furcă (ceea ce duce la închiderea buclei de curent). Curentul în buclă este de 20 ÷ 100 mA.

Circuitul de față pornește un temporizator, la detectarea semnalului de apel. Temporizatorul acționează releul Re1 și acesta cuplează becul La1. După ultimul sunet de apel, temporizatorul rămâne activ pentru scurt timp, după care revine în starea de repaus, determinând stingerea becului. Când receptorul este ridicat din furcă, temporizatorul este declanșat continuu, astfel încât becul să rămână aprins pe timpul convorbirii telefonice și puțin după aceea. În



plus, lampa poate fi stinsă sau aprinsă numai prin apăsarea lui S1.

O parte a circuitului este conectată în paralel, iar cealaltă în serie, cu bornele a și b ale telefonului. Partea conectată în paralel, care detectează semnalul de apel, este separată de tensiunea continuă prin condensatorul C3. Din acest motiv, prin LED-ul optocuplorului IC2 nu circulă curent, astfel că fototranzistorul este blocat. Al doilea optocuplor, care este înseriat cu liniile a și b, nu este, de asemenea, parcurs de curent, întrucât circuitul este întrerupt de comutatorul furcii.

Semnalul de apel se aplică, prin C3, lui IC2. Ca urmare, prin LED trece curent și tranzistorul conduce. Curentul este limitat de R1, în timp ce diodele D2 și D3 retează vârfurile ambelor semialternanțe, pentru a evita deteriorarea optocuplorului.

Fototranzistorul furnizează suficientă tensiune în baza lui T1 pentru aducerea în conducție a acestui tranzistor. Condensatorul C4 se descarcă, prin urmare potențialele pinilor 2 și 6 ai temporizatorului IC4a coboară spre masă, ceea ce declanșează temporizatorul. Ieșirea acestuia își schimbă starea (trece în „1"), la care T2 se deschide, activând releul. Contactul releului conectează una dintre liniile rețelei la becul La1. Constanta de timp a temporizatorului a fost aleasă astfel încât să poată fi acoperite și cele mai lungi intervale ale semnalului de apel. Dacă nu se ridică receptorul și s-a încheiat ultimul semnal de apel, becul rămâne aprins pe durata constantei de timp și apoi circuitul revine în starea de repaus.

Când s-a ridicat receptorul din furcă, apare un curent prin LED-ul lui IC3, aducând în conducție fototranzistorul din optocuplor și, implicit, T1. Temporizatorul este declanșat permanent pe durata convorbirii telefonice. Când receptorul este pus din nou în furcă, becul rămâne aprins pentru o scurtă perioadă, determinată de valoarea reglată pentru P1.

Al doilea temporizator din NE556, IC4b, este utilizat pentru comanda manuală a lămpii. Înainte de declanșarea acestuia, la pinii 8 și 12 există jumătate din tensiunea de alimentare. Ieșirea (pinul 9) este în „0", împiedicând încărcarea lui C7. Când se apasă S1, tensiunea de declanșare coboară sub prag, determinând trecerea ieșirii în „1". Întrucât, datorită constantei de timp R9C7, tensiunea pe C7 crește treptat, nivelul la intrarea de declanșare (pinul 8) rămâne sub nivelul pragului superior. Când se acționează din nou S1, întreaga tensiune de alimentare se regăsește la bornele lui C7, astfel încât nivelul pe intrarea de declanșare depășește pragul superior. Ieșirea temporizatorului trece din nou în „0" și lampa se stinge.

Sursa de alimentare are schema standard, dar se poate înlocui printr-un adaptor adecvat de rețea la 12 V. Becul va putea fi atunci de 12 V (pentru mașină). Din punct de vedere al protecției electrice, aceasta nu e deloc o soluție rea.

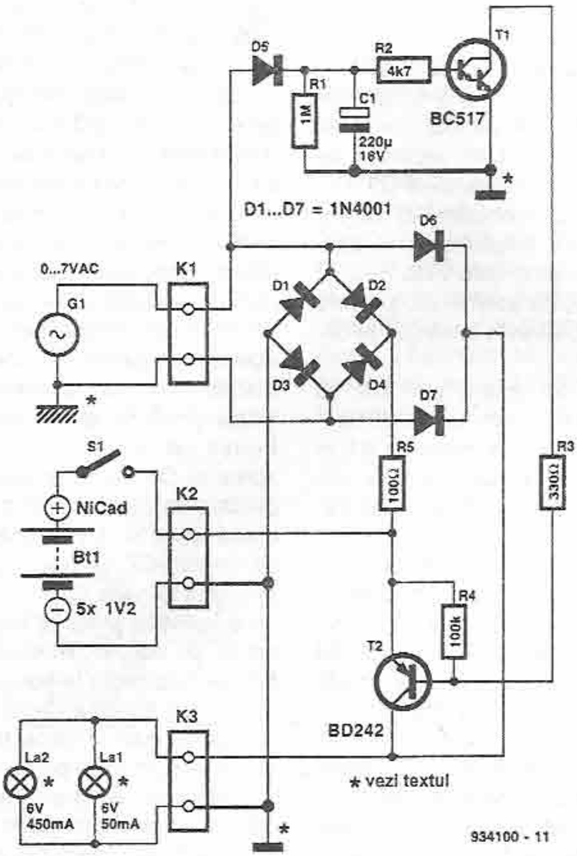
274 *Lumini cu persistență, pentru bicicletă*

Circuitul menține aprinse luminile bicicletei o scurtă perioadă după ce bicicleta (și deci dinamul) s-a oprit. Are dezavantajul că nu poate utiliza cadrul bicicletei drept conductor comun de întoarcere: pentru acest scop va trebui tras un fir separat. Acest lucru se datorează folosirii unei punți redresoare pentru redresarea bialternanță a tensiunii dinamului. Ca urmare, tensiunile alternativă și continuă trebuie să fie flotante una în raport cu cealaltă.

De fapt, se folosesc punți redresoare care au în comun o semipunte. Diodele D1 ÷ D4 constituie puntea prin care (împreună cu R5) se încarcă bateria NiCd atunci când bicicleta se află în mișcare (și dinamul este conectat). Diodele D1, D3, D6 și D7 formează puntea prin care sunt alimentate luminile bicicletei când tensiunea dinamului este suficient de ridicată.

Când este antrenat dinamul, C1 se încarcă prin D5, fapt ce determină conducția lui T1. Dacă T1 conduce și tensiunea de ieșire a dinamului scade sub un anumit nivel, T2 este adus în conducție, astfel încât luminile bicicletei se vor alimenta din bateria NiCd.

Când s-a oprit bicicleta și dinamul nu mai este antrenat, încărcarea lui C1 încetează. Din



această cauză, T1 va ieși treptat din conducție, iar acest lucru îl va bloca, de asemenea, pe T2. Luminile bicicletei se sting.

Comutatorul S1 împiedică descărcarea lentă a bateriei NiCd prin circuit când nu este folosită bicicleta. În acest timp comutatorul trebuie să fie deschis.

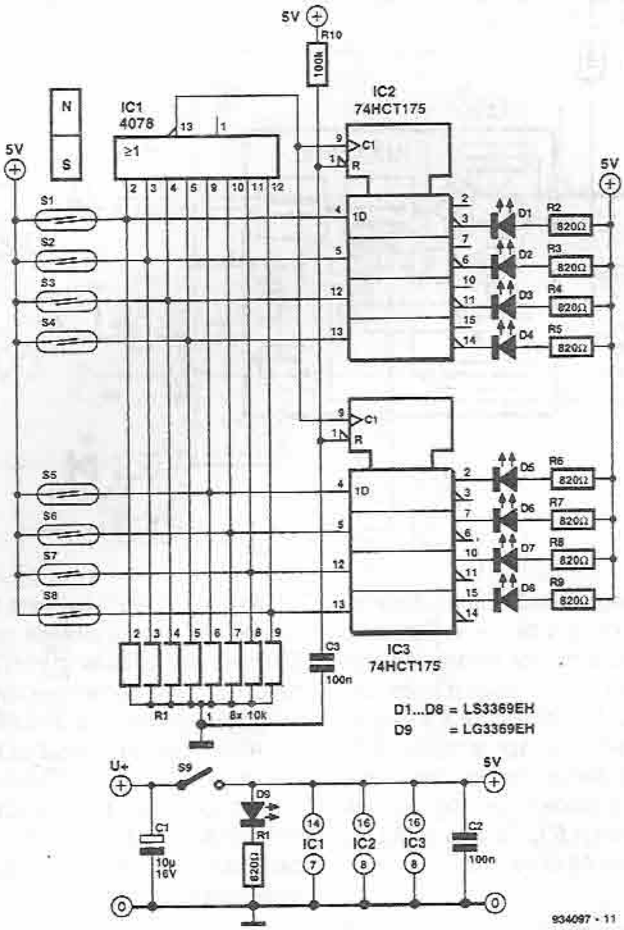
Dacă timpul de persistență se constată a fi prea scurt, acesta se poate mări crescând valoarea lui C1.

275 *Indicator al direcției vântului*

Indicatorul arată opt direcții ale vântului, prin intermediul LED-urilor. Senzorii sunt contacte Reed acționate de magneți permanenți. Construcția mecanică trebuie astfel realizată încât să facă imposibilă închiderea a mai multor contacte Reed simultan.

În momentul închiderii unui contact Reed, se aplică un front pozitiv intrărilor de tact ale bistabilelor tip D (flip-flop) IC2 și IC3, prin poarta SAU conținută în IC1. Acesta face ca ieșirile bistabilelor să preia stările intrărilor D, astfel încât va lumina numai LED-ul asociat contactului Reed închis.

Dacă viteza vântului își schimbă ușor direcția, și se deschide contactul Reed, atunci, datorită construcției bistabilului, LED-ul va continua să lumineze. Numai când vântul își schimbă direcția atât de mult încât să se închidă un



alt contact Reed, se va aprinde alt LED.

La conectarea sursei de alimentare (prin S9) va lumina doar D9, datorită resetului obținut cu R10-C3. Numai atunci când contactele Reed produc o tranziție (front) la intrările de tact, se va aprinde unul din LED-urile de direcție (D1 ÷ D8).

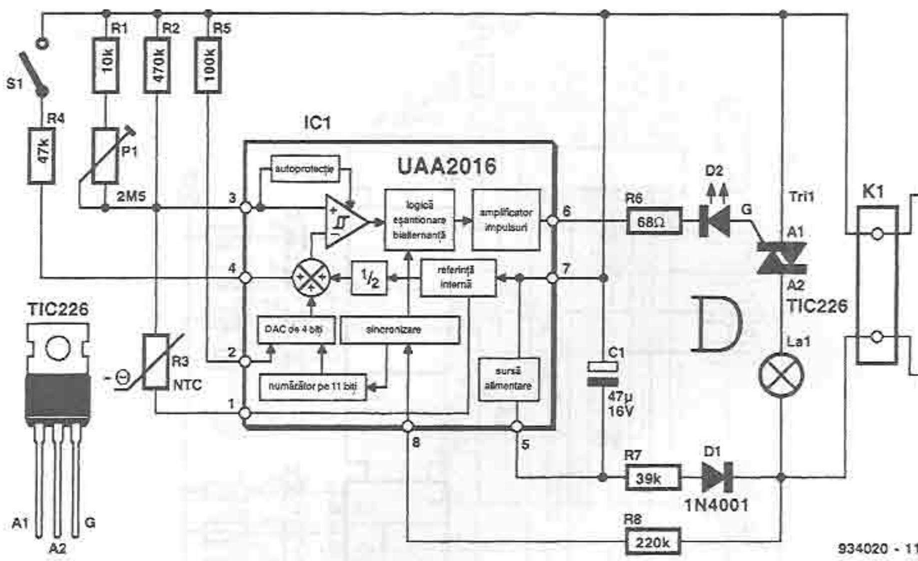
Indicatorul trebuie alimentat dintr-o sursă stabilizată de 5 V. El absoarbe un curent de cel mult 10 mA.

LED-urile sunt de tip Siemens, de curent redus.

276 *Controlul temperaturii cu un singur cip*

UAA2016, produs de Motorola, se pretează admirabil realizării unui control proporțional al temperaturii, cu alimentare de la rețea. Un rezistor cu coeficient de temperatură negativ (NTC), R3, care trebuie să aibă o valoare de circa 100 kΩ la 25°C, servește drept senzor. În schemă, elementul de încălzire este un bec de iluminat de 100 W, care generează suficientă căldură pentru o seră sau o cameră climatizată (pentru testarea echipamentelor electronice).

Triacul poate comuta 3 A dacă se montează pe un radiator.



Caracteristicile regulatorului sunt determinate de rezistoarele de la pinii 1 ÷ 4. Rezistoarele R1 și R2 stabilesc domeniul în care se poate fixa temperatura, cu P1. Cu valorile date, domeniul este 0 ÷ 70°C. Închiderea lui S1 face ca temperatura să scadă cu aproximativ 2°C. Măsura în care se va reduce temperatura este determinată de R4: o valoare de 100 kΩ produce o scădere de circa 1,5°C, în timp ce 10 kΩ va produce o reducere de circa 5°C.

Rezistorul R5 determină histerezisul regulatorului: aici, acesta este de aproximativ 150 mV. Cât reprezintă acesta în °C depinde de tipul NTC folosit și de temperatură: un NTC are o caracteristică de temperatură neliniară.

Aveți în vedere faptul că întregul circuit este conectat la rețea și, prin urmare, regulatorul trebuie construit cu respectarea normelor de siguranță. Acesta va trebui instalat într-o carcasă bine izolată, conectată la pământ (dacă este metalică).

277 *Trigger Schmitt de uz general*

Tensiunile de prag, și, astfel histerezisul triggerului Schmitt descris, se pot fixa independent.

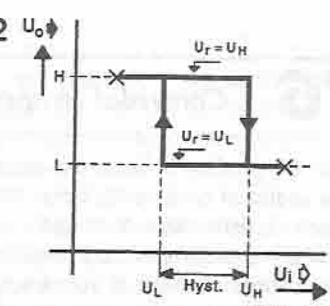
Circuitul se bazează pe un AO, IC1, conectat ca trigger Schmitt inversor. Cele două tensiuni la care își schimbă nivelul ieșirea circuitului se fixează cu P1 (nivelul ridicat = U_H) și cu P2 (nivelul coborât = U_L). Cu condiția ca U_H să fie mai mare decât U_L, avem:

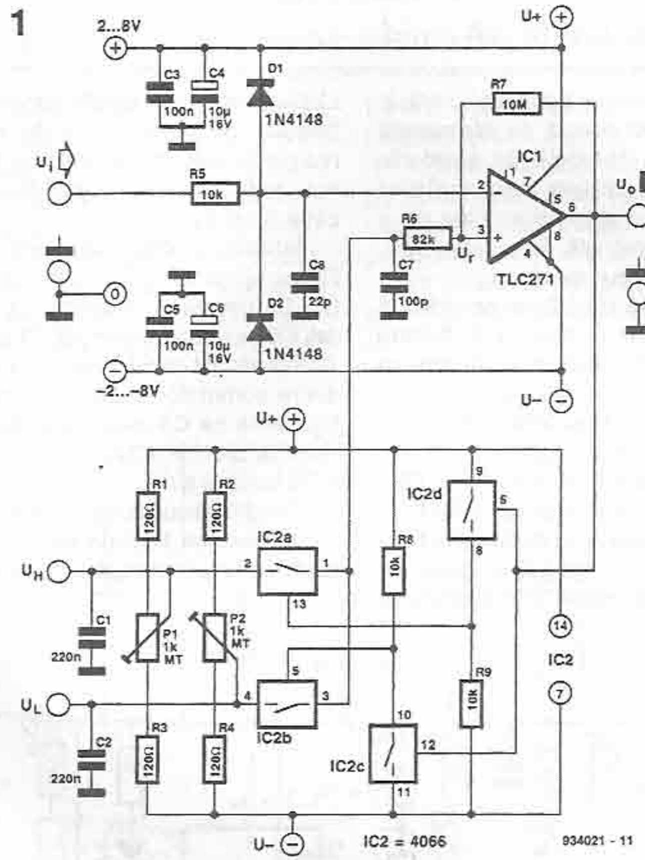
$U_i < U_r \rightarrow U_0 = U_H \rightarrow U_r = U_H$;

$U_i > U_r \rightarrow U_0 = U_L \rightarrow U_r = U_L$.

Aceste două expresii sunt reprezentate grafic în fig. 2. Din aceasta reiese clar că atunci când ieșirea este în starea „H“, ea trece în „L“ numai când intrarea devine mai mare decât U_H, și va reveni în „H“ numai când tensiunea de intrare

2





coboară sub valoarea U_L.

Schimbarea stării ieșirii produce schimbarea tensiunii de referință la intrarea neinversoare a lui IC1. În prima fază, aceasta este determinată de reacția pozitivă slabă, dar rapidă, prin R6 și R7. Histerezisul determinat de această rețea se ridică la 20 ÷ 30 mV, dar este mai mult decât suficient pentru a conferi amplificatorului operațional performanțe bune în continuare.

O dată ce AO și-a schimbat starea, U_r se modifică pentru a doua oară, deoarece IC2a ÷ IC2d modifică potențialul punctului dintre R6-C7 de la U_H la U_L sau invers.

Condensatorul C7, împreună cu rezistența r_{on} a comutatoarelor analogice, încetinește procesul de transfer: tensiunea de referință trece lin de la o valoare la cealaltă în circa 250 ns. Aceasta presupune că viteza la care se modifică semnalul de intrare nu este prea mare. Pentru a permite procesarea semnalelor cu fronturi abrupte, la intrare se află un filtru trece - jos (R5-C8).

Tensiunile de prag se fixează cu ajutorul unui milivoltmetru conectat succesiv la U_H și U_L. Semireglabilele P1 și P2 este de preferat să fie de tip multitură, pentru a da posibilitatea reglării nivelelor cu precizie mai bună de 1 mV.

Triggerul se poate folosi cu semnale de intrare unipolare și bipolare. Dacă este necesară numai procesarea semnalelor de intrare pozitive, alimentarea triggerului se poate face asimetric. În acest scop, linia de alimentare negativă se leagă la „0", iar sursa de alimentare (max. 16 V) se conectează la + și 0. Cu o tensiune de alimentare de 16 V, triggerul absoarbe un curent ≤ 30 mA.

278 *Ceas pentru șah rapid*

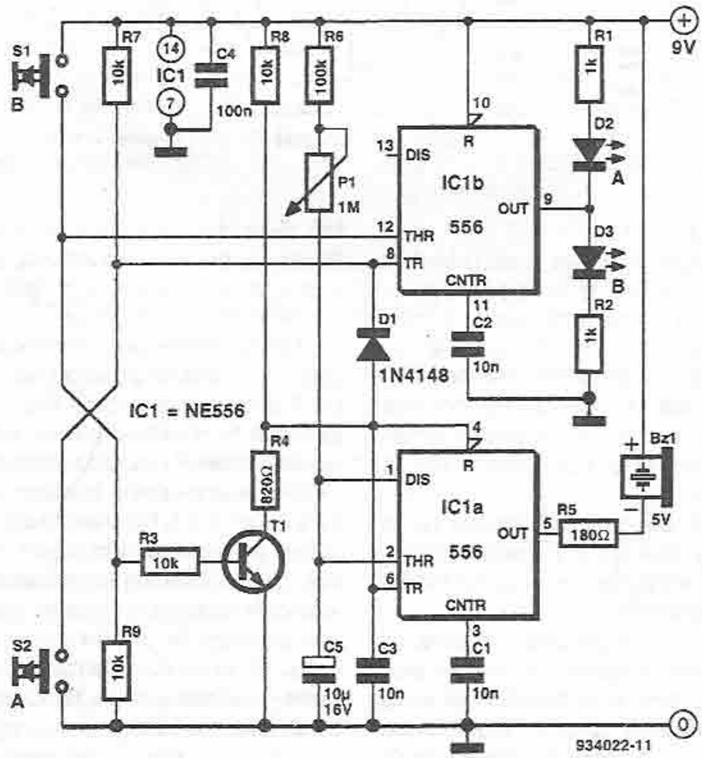
În șahul rapid un jucător trebuie să mute în 5 ÷ 10 secunde. Dacă acesta nu efectuează mutarea, pierde jocul (în funcție de acordurile convenite). „Ceasul" descris aici indică jucătorul care se află la mutare și jucătorul care nu a efectuat mutarea în timp util. Se poate folosi, de asemenea, la alte jocuri de viteză.

Când jucătorul A apasă S2, se aprinde D3 indicând că este rândul jucătorului B. Acesta returnează rândul lui A apăsând S1, la care se aprinde D2. Dacă unul dintre jucători nu reușește să returneze jocul partenerului său în timpul stabilit cu P1, va suna buzerul.

Circuitul este construit în jurul unui 556, versiunea duală a binecunoscutului 555. O jumătate, IC1a, funcționează ca bistabil (flip-flop) ce „amintește" care comutator a fost apăsat ultima oară: acesta este indicat prin aprinderea LED-ului asociat. Cealaltă jumătate, IC1b, funcționează ca monostabil. Este menținut în starea declanșat (buzer inactiv) atâta timp cât este redeclanșat cu regularitate și la timp de către S1 și S2.

Intrarea de declanșare este pusă în „0" de S1 cu ajutorul lui T1, și de S2 cu ajutorul lui D1. De fiecare dată când IC1a este redeclanșat, C5 se descarcă prin pinul 1 (DIS) al lui IC1a. Timpul stabilit cu P1 începe din nou. Dacă unul dintre comutatoare nu a fost apăsat la timp, tensiunea pe C5 crește atât de mult încât resetează circuitul IC1a. Ieșirea acestuia trece în „0" și buzerul sună.

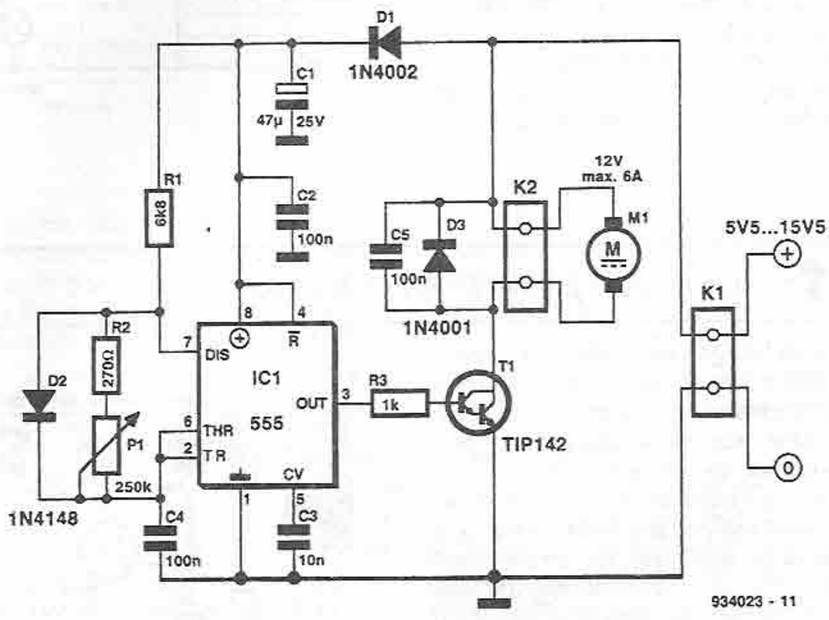
Circuitul absoarbe un curent de circa 20 mA (cu unul dintre LED-uri aprins). Dacă buzerul sună, curentul crește la aproximativ 40 mA.



279 Regulator pentru motor de c.c.

Regulatorul prezentat în schemă permite reglarea turației unui motor de c.c. într-o plajă largă. Deși metoda cel mai frecvent utilizată în acest scop este modularea impulsurilor în lățime, în schema de față este folosită modularea impulsurilor în poziție (numită și modulație de fază a impulsurilor). Adică, modulatorul de impulsuri dreptunghiulare IC1 cuplează întotdeauna motorul pentru 0,5 ms (= R1C4). Pentru majoritatea motoarelor, aceasta este suficient pentru a porni. Viteza la care se va roti în final este influențată de frecvența de repetiție a impulsurilor. Spațiul dintre impulsuri, care este timpul de descărcare al lui C4, se poate fixa între 1 µs și 14 ms cu R2 și P1.

T1 poate comuta până la 6 A, cu condiția să fie montat pe un radiator nu mai mic de 20°K / W.



280 Comutarea farurilor pentru ceață

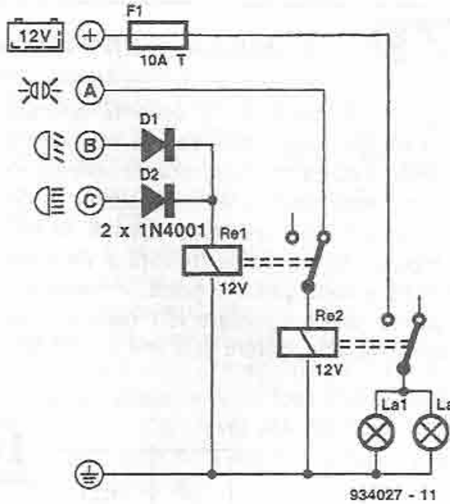
Multe dintre autovehicule nu au montate din fabricație faruri pentru ceață și, prin urmare, deseori nu sunt prevăzute cu partea de comutare pentru faruri adăugate opțional. Totuși, întrucât în majoritatea țărilor Europei și Americii de Nord este în prezent ilegală conducerea folosind luminile laterale, iar multe mașini încă mai au comutatorul pentru ele, luminile pentru ceață pot fi acționate cu acesta. Singura problemă este că luminile de ceață vor fi atunci aprinse și în timp ce sunt aprinse farurile. Această deficiență* poate fi, totuși, rezolvată cu două relee și două diode.

Când se cuplează luminile laterale, releul Re2 este acționat și se conectează luminile pentru ceață. Când se cuplează farurile, este acționat releul Re1 printr-una din diode. Releul Re2 nu mai este acționat și farurile pentru ceață se sting.

Releul Re1 trebuie să fie de 12 V, cu un

contact normal închis sau un contact comutator, dar pentru Re2 este necesară folosirea unui releu de mașină, datorită curentului mare care circulă prin lămpile pentru ceață. Releele pentru mașină, în mod normal, fac față cu ușurință curenților continui de 10 A; în mod obișnuit, ele nu pot fi obținute de la distribuitorii de componente electronice, ci mai curând de la magazinele cu accesorii pentru mașini.

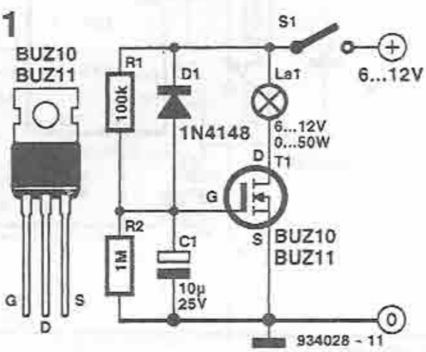
* Există o diferență de opinie fundamentală între proiectant și majoritatea fabricanților de mașini, care face imposibil – pe bună dreptate – ca luminile pentru ceață să fie aprinse atunci când farurile automobilului nu sunt aprinse. Rețineți că, în unele țări, este ilegală conducerea numai cu luminile pentru ceață; chiar și în timpul zilei, pe vreme cețoasă trebuie să fie aprinse și farurile (faza scurtă). [Nota editurii Elektor]



281 *Comutator pentru lămpi cu halogen*

Lămpile cu halogen au o justă popularitate, deoarece dau o lumină bună și au o eficiență excelentă. Din nefericire, ele tind să fie costisitoare. În plus, adesea își dau duhul în momentul conectării, deoarece absorb un curent foarte mare (de câteva ori mai mult decât cel normal, echivalând cu aproximativ de o sută de ori puterea lor nominală). Un simplu circuit pasiv poate remedia această situație, dar asta numai pentru lămpile alimentate în c.c. Dacă lămpile lucrează în c.a., se poate adăuga un redresor simplu, dar acesta introduce pierderi relativ mari la 6 V sau 12 V.

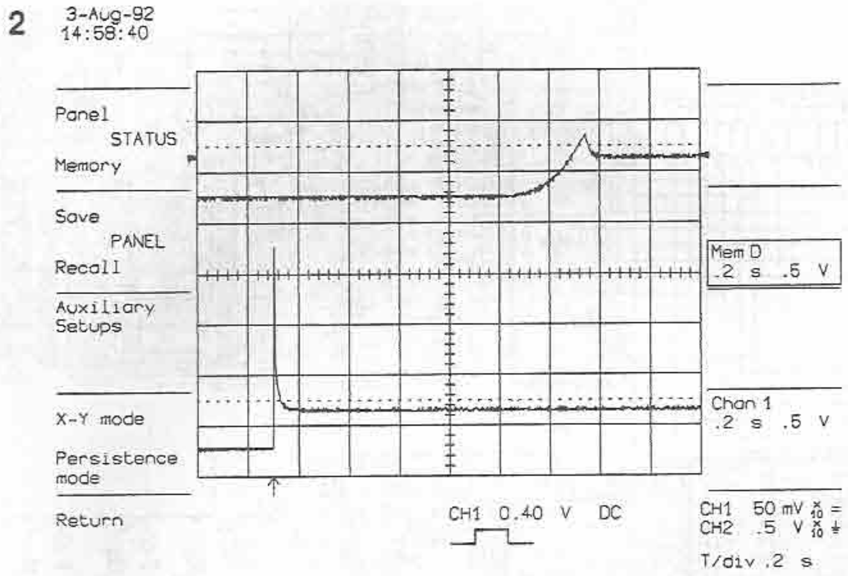
1



Circuitul de față a adoptat o altă tactică: aceasta se bazează pe faptul că printr-un FET trece un curent dependent de tensiunea sa de poartă. Dacă tensiunea de poartă crește treptat, curentul crește de asemenea treptat. Aici, tensiunea de poartă este determinată de tensiunea la bornele lui C1, care se încarcă lent prin R1. Lent înseamnă câteva zecimi de milisecunde, timp suficient pentru încălzirea filamentului.

De remarcat că FET-urile necesită o tensiune de poartă de cel puțin 6 V pentru saturație. Tensiunea maximă de poartă este de 12 V, astfel că circuitul este adecvat și pentru lămpile de 12 V. Valoarea lui R1 va fi, pentru lămpi de 6 V, de 100 kΩ, iar pentru lămpi de 12 V, de circa 470 kΩ. Fig. 2 prezintă efectul circuitului. Curba de jos reprezintă curentul fără limitare: valoarea sa de vârf este de circa 4,5 ori mai mare decât curentul nominal prin lampă. Cu circuitul de limitare, curentul nu mai ia asemenea valori, după cum se vede în curba de sus.

MOSFET-ul poate fi de orice tip cu parame-



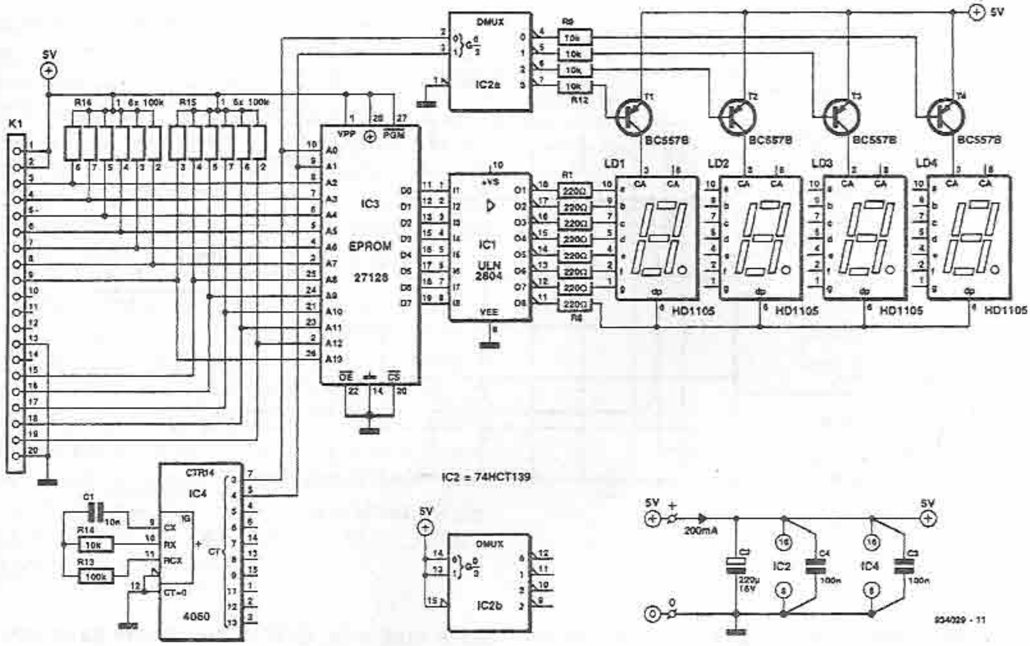
trii corespunzători. BUZ10 poate suporta 20 A, putând astfel comuta fără probleme lămpi de 12 V / 20 W. În practică, pot fi comutate chiar și lămpi de 50 W, deoarece curenții mari durează foarte puțin. BUZ11 suportă 30 A. Pierderile sunt mici: BUZ10 are rezistența în conducție de 0,08 Ω, care la 1,67 A determină o pierdere de 230 mW. Aceasta duce la încălzirea tranzistorului, în aer liber, cu 17°C. Nu este nevoie, așadar, de radiator.

282 *Decodificator pentru afișaj, de uz general*

Proiectarea unui afișaj cu LED-uri potrivit pentru o aplicație dată poate fi consumatoare de timp. În situații particulare, decodorul plasat între circuitul de comandă și afișaj trebuie adeseori făcut „la comandă". Principalul avantaj al circuitului prezentat aici este că același hardware poate fi folosit pentru implementarea multor tipuri diferite de decodificatoare pentru afișaj. Acest lucru se obține prin utilizarea unui EPROM, dispozitiv pe care mulți cititori sunt capabili să-l programeze sau l-au programat deja.

Circuitul translatează un cod de intrare de 12 biți în semnalele de comandă adecvate pentru un afișaj de 4 cifre construit din afișaje cu LED-uri cu anod comun, pe 7 segmente. Patru cifre (afișaje) necesită patru octeți în EPROM. Dacă acești octeți se memorează la patru adrese succesive, ei pot fi citiți prin aplicarea codurilor binare între 00 și 11. Întrucât aceste patru afișaje sunt multiplexate, comanda liniilor A0 și A1 în acest mod permite extragerea codurilor din EPROM și indicarea lor pe afișaj. Acest lucru lasă biții de adresă rămași liberi ai EPROM-ului, disponibili pentru aplicarea codului de convertit.

Ca exemplu, un EPROM a fost programat să funcționeze ca translator de cod pentru un emițător de telecomandă în infraroșu lucrând în sistemul RC5. Receptorul RC5 descris în Ref. 1 poate fi conectat direct la conectorul de intrare al decodorului, K1, printr-un scurt cablu plat. Un cod RC5 constă din cinci biți de adresă și un cod de tastă de 6 biți. În acest exemplu, cei mai semnificativi doi biți sunt folosiți pentru a indica adresa, iar ceilalți doi pentru indicarea codului de tastă. Cei șase biți de date, cei cinci biți de adresă și bitul circuitului basculant sunt conectați la liniile de adresă ale



EPROM-ului. Bitul circuitului basculant este folosit pentru comanda punctului zecimal al celei mai din dreapta cifre, care furnizează o indicație a apăsării tastei de pe modulul de comandă.

Conținutul EPROM-ului se generează cu ajutorul unui program Pascal. În analiza programului, țineți cont că ieșirile receptorului IR sunt active în „0". Aceasta înseamnă că numărătoarea se va face invers, adică de la 31 la 0 pentru adrese, și de la 63 la 0 pentru date, în loc să se facă în ordine crescătoare, de la 0 la 31, respectiv de la 0 la 63. În acest fel, pot fi implementate numeroase variante de decodificator, prin simpla adaptare la necesități a conținutului EPROM-ului.

EPROM-ul pentru implementarea afișării codului RC5 poate fi găsit, gata programat, la editura Elektor Electronics.

Referințe bibliografice

1. *Receptor universal în infraroșu în cod RC5*, Elektor Electronics, ianuarie 1992.

Listă de componente

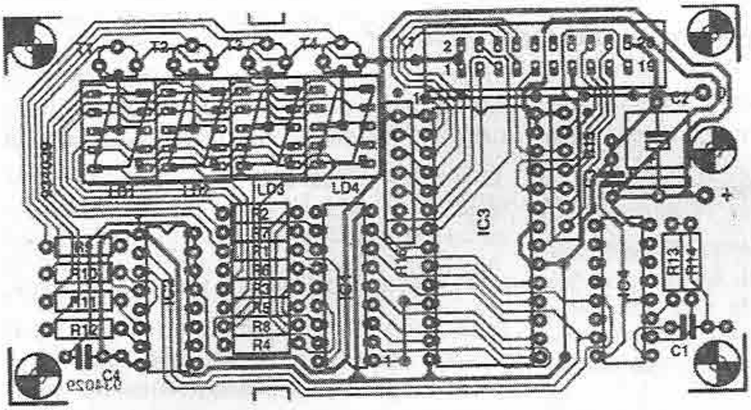
Rezistoare:
R1 ÷ R8 = 220 Ω
R9 ÷ R12, R14 = 10 kΩ
R13 = 100 kΩ
R15, R16 = arii 6 x 100 kΩ SIL

Condensatoare:
C1 = 10 nF
C2 = 220 µF / 16 V
C3, C4 = 100 nF

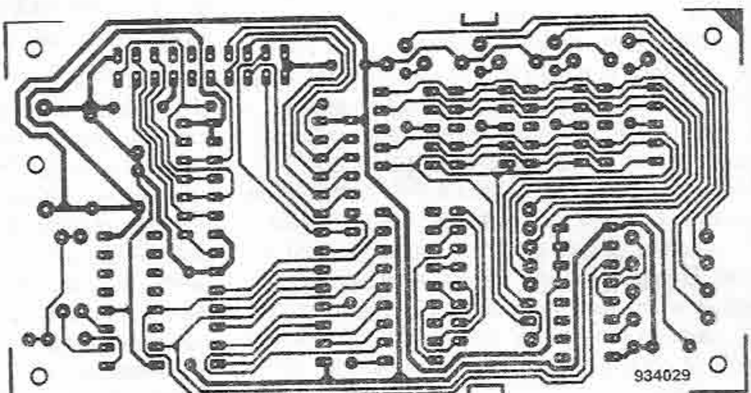
Semiconductoare:
T1 ÷ T4 = BC557B

Circuite integrate:
IC1 = ULN2804
IC2 = 74HCT139
IC3 = EPROM tip 27128 Ref. 6261*
IC4 = 4060

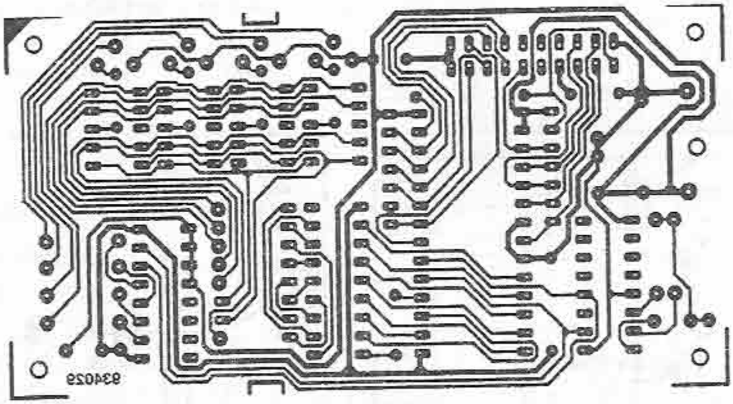
Diverse:
K1 = conector mamă, cu 20 de pini în linie
LD1 ÷ LD4 = HD11050 (Siemens)
Carcasă, de exemplu Heddic tip 222
Cablaj Ref. 934029*
* pot fi găsite la editura Elektor Electronics.



T2
T4
LD3
LD4
IC3
R2
R7
R1
R6
R3
R5
R8
R4
R9
R10
R11
R12
R13
R14
C1
C2
C4
934029



934029



934029

283 *Supravegherea umidității plantelor*

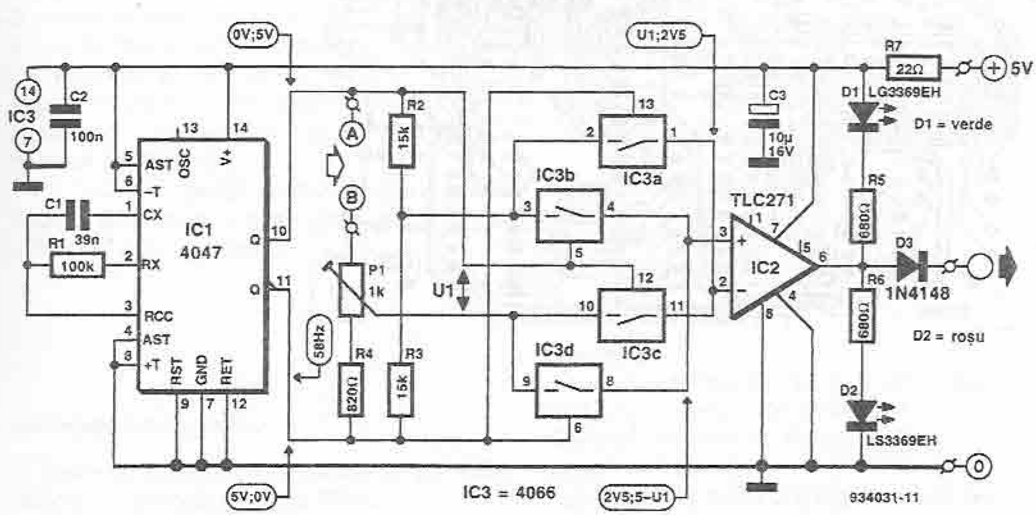
Acest mic circuit supraveghează umiditatea solului, și este un ajutor binevenit pentru cititorii uituci care, din când în când, își găsesc plantele de pe pervazul ferestrei suferind acut de uscăciune.

Senzorul de umiditate pentru plante constă dintr-o mână de componente ieftine, și oferă o indicație sigură a situației în care solul este prea uscat. Circuitul IC1 este configurat ca oscilator ce furnizează două semnale de comutare complementare, Q și $\overline{Q}$, la o frecvență de circa 58 Hz. Teoretic, semnalele Q și $\overline{Q}$ nu sunt niciodată active în același timp și constituie astfel o sursă de curent alternativ perfectă, care previne electroliza la electrozii A și B.

Potențialul cursorului lui P1 este o funcție de rezistența electrodului (R_{A-B}) și, în acest fel, depinde de umiditatea solului. Prin compararea acestui potențial cu o referință, IC2 indică dacă umiditatea solului a scăzut sub un anumit nivel, la care plantele trebuie udate. Referința provine din tensiunea simetrică a electrozilor, și se preia din punctul comun al lui R2-R3, situat la potențialul de 2,5 V, constant în raport cu masa.

Funcționarea comparatorului este evidentă, în pofida tensiunii alternative a electrozilor. O simplă comparație în curent continuu iese, deci, din discuție. Presupunând că Q = 0 V și $\overline{Q}$ = ±5 V, cursorul lui P1 se află la un potențial U1 în raport cu masa. Prin urmare, cursorul va fi la 5 V – U1 când se inversează tensiunea electrozilor (Q = +5 V și $\overline{Q}$ = 0 V). Dacă, în prima situație (Q = 0 V și $\overline{Q}$ = +5 V), potențialul cursorului este, să zicem, mai mare decât referința, rezultă că el va fi mai mic decât referința în a doua situație. Pentru ca ieșirea comparatorului să fie activată în ambele situații, semnalele de intrare sunt inversate între ele cu ajutorul ieșirilor Q și $\overline{Q}$ ale lui IC1. Acest lucru se realizează prin intermediul celor patru comutatoare electronice conținute în IC3.

LED-ul roșu, D2, luminează atunci când solul este prea uscat. Aceasta se întâmplă când U1 este mai mare decât 2.5 V. În funcție de poziția cursorului lui P1, acest lucru corespunde unei rezistențe a solului (între electrozi) de 0 ÷ 1,8 kΩ. Cu cât este cursorul poziționat mai spre dreapta, cu atât este mai mare rezistența solului (solul este mai uscat) necesară pentru stingerea LED-ului verde și aprinderea celui roșu. Ca un aspect interesant, capacitatea solului poate determina ca LED-urile să



fie aprinse în același timp, ceea ce oferă o utilă indicație „între umed și uscat".

Electrozii se pot realiza cel mai bine din bare de cărbune recuperat de la baterii uzate. Aceasta este o soluție ieftină, care evită și coroziunea. Electrozii se înfig în sol, distanțați la circa 4 cm. Reglarea exactă a lui P1 depinde de tipul plantei de supravegheat și trebuie stabilită empiric. În majoritatea cazurilor, totuși, se vor obține rezultate bune cu cursorul lui P1 plasat la jumătatea cursei.

Întrucât senzorul necesită o sursă stabilă de 5 V, alimentarea se va face de la un adaptor de rețea ieftin, a cărui tensiune continuă de ieșire este „curățată" și stabilizată cu ajutorul unui regulator 7805. Întrucât senzorul consumă un curent de numai 5 mA, sursa prezentată aici se poate folosi pentru alimentarea mai multor senzori.

În afară de furnizarea tensiunii de alimentare pentru senzori, sursa de alimentare funcționează și ca indicator central (la distanță). LED-ul D1 se aprinde când una dintre unitățile detectoare conectate raportează „sol uscat", Dacă nici unul dintre senzori nu raportează „sol uscat", însă cel puțin unul dintre aceștia indică „între umed și uscat", LED-ul D1 luminează la intensitate redusă, deoarece tensiunea aplicată intrării de control al LED-ului este între 2 V și 3 V. Altfel spus, aceasta înseamnă că toate ieșirile trebuie conectate la intrarea de control al LED-ului de la nivelul sursei (configurație SAU-cablat).

Listă de componente (circuit de supraveghere)

Rezistoare:
R1 = 100 kΩ
R2, R3 = 15 kΩ
R4 = 820 Ω
R5, R6 = 680 Ω
R7 = 22 Ω
P1 = 1 kΩ, semireglabil

Condensatoare:
C1 = 39 nF
C2 = 100 nF
C3 = 10 µF / 16 V

Semiconductoare:
D1 = LG3369EH* (3 mm, curent redus, verde)
D2 = LS3369EH* (3 mm, curent redus, roșu)
D3 = 1N4148

Circuite integrate:
IC1 = 4047
IC2 = TLC271
IC3 = 4066

Diverse:
Carcasă 65 x 50 x 30 mm, de exemplu Bopla EG406
Cablaj Ref. 934031

Listă de componente (sursă de alimentare)

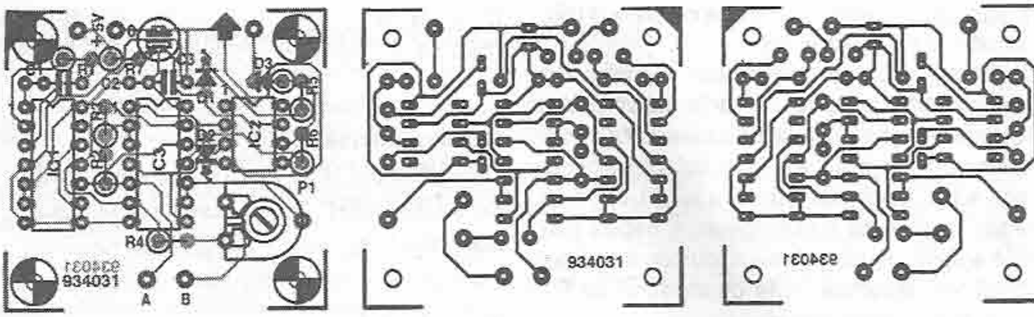
Rezistoare:
R1, R2 = 10 kΩ
R3 = 220 Ω

Condensatoare:
C1 = 100 µF / 25 V, cu terminale de implantare
C2, C3 = 100 nF
C4 = 10 µF / 16 V, cu terminale de implantare

Semiconductoare:
D1 = 1N4001
D2 = LED, 5 mm, roșu
T1 = BC547B

Circuite integrate:
IC1 = 7805

Diverse:
Carcasă 65 x 50 x 30 mm, de exemplu Bopla EG406
Cablaj Ref. 934032

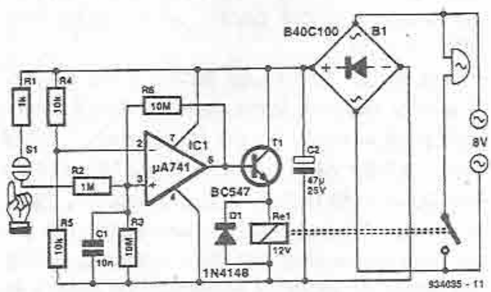


284 *Buton electronic pentru sonerie*

Un buton electronic pentru sonerie este cu mult mai robust decât butonul mecanic obișnuit. Contactul senzorial poate fi realizat dintr-o mufă audio, care prezintă o rezistență mare de izolație și este practic indestructibilă.

Intrarea inversoare (–) a lui IC1 este plasată la jumătatea tensiunii de alimentare cu ajutorul lui R4-R5, în timp ce intrarea neinversoare este conectată la potențialul masei prin R3. Când este atins contactul (mai puțin de 10 MΩ, o atingere ușoară este suficientă) ieșirea AO trece în starea H și releul (de 9 V sau 12 V) este activat. Contactul releului acționează atunci soneria (existentă). Rezistorul R1 și condensatorul C1 împiedică declanșarea accidentală a soneriei.

Circuitul este alimentat de tensiunea redresată a transformatorului soneriei (sau de la un al doilea transformator de sonerie – din motive de siguranță, nu utilizați alt tip de transformator). Un transformator de sonerie poate debita în mod normal un curent de 1 A, astfel încât prima soluție e posibilă aproape întotdeauna.

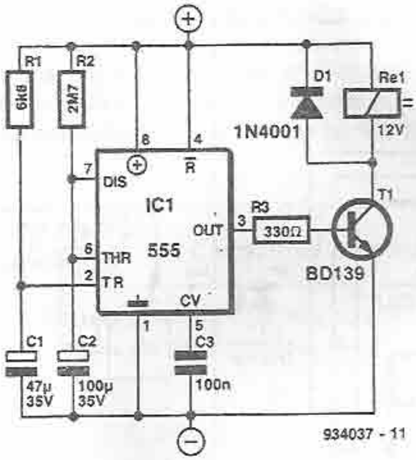


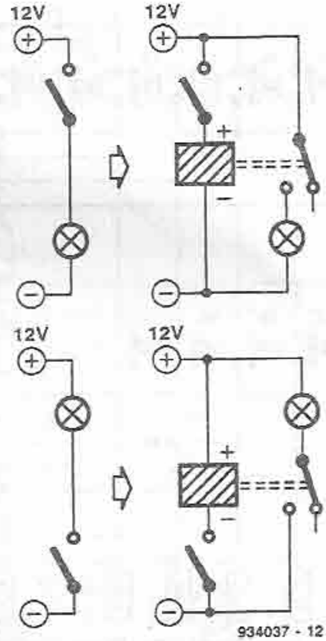
Circuitul absoarbe un curent (de repaus) de numai 5 mA, dacă se folosește un 741, și de numai 0,5 mA, dacă se folosește un TLC271. Când releul este acționat, curentul crește cu 30 mA.

285 *Comutator pentru iluminatul interior al autoturismului*

Majoritatea autoturismelor sunt dotate, în prezent, cu iluminat interior automat, care se activează la deschiderea uneia dintre uși (sau a portierei rabatabile din spate). Acesta are un dezavantaj, în cazul în care una dintre ușile mașinii nu a fost închisă bine iar mașina este lăsată câteva zile în garaj*. Acest lucru poate descărca efectiv bateria. În orice caz, există un remediu**.

Pentru circuitul propus, comutatorul obișnuit al luminilor preia controlul iluminatului interior, de la comutatoarele ușilor. Circuitul se bazează pe un temporizator 555 (7555, 555C) și lucrează ca monostabil care cuplează luminile, timp de patru minute, de îndată ce a fost conectat. Acest interval de timp poate fi modificat





prin schimbarea valorilor lui R2 și C2. Rețeaua R1-C1 asigură activarea lui IC1 imediat ce i se aplică tensiune.

Ieșirea lui IC1 controlează releul Re1 prin intermediul tranzistorului T1. Singura cerință pentru releu este că trebuie să acționeze la o tensiune de 12 V și un curent mai mic de 200 mA. Imediat după ce temporizatorul decuplează luminile, consumul de curent scade la 6 mA dacă s-a folosit un 555, sau la 0,5 mA dacă s-a folosit un 555C.

Înainte de montarea pe mașină a circuitului, verificați modul de conectare a comutatoarelor ușilor. Dacă ele sunt plasate pe linia pozitivă a bateriei, utilizați varianta a; dacă se află pe linia negativă (de masă) utilizați varianta b.

În cele din urmă, conectați circuitul în punctul de joncțiune a firelor care vin de la comutatoarele ușilor, altfel acesta va reacționa la o singură ușă.

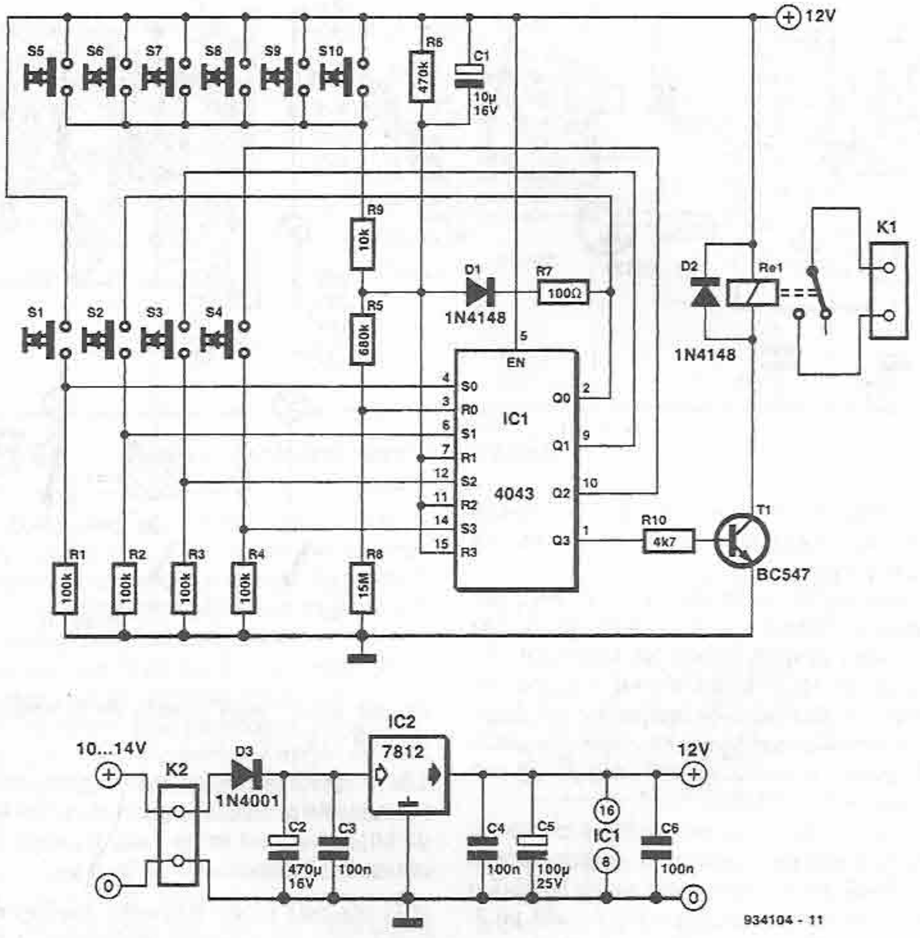
* În aceste vremuri, chiar și în garaj, este mai bine ca, din motive de siguranță, să închideți și să încuiați corect toate ușile și, dacă o aveți montată, să activați alarma (n. ed.)

** În mașinile relativ moderne, circuitul descris (sau unul asemănător) reprezintă o dotare standard. (n. ed.)

286 *Încuietoare cu cod, cu autoresetare*

Blocul de cod, care lucrează cu o tastatură cu 10 comutatoare (nematricială), a fost conceput pentru a controla o încuietoare pentru ușă, printr-un cod de patru cifre. El se resetează automat după o scurtă perioadă.

Tastele care formează codul sunt în această schemă S1 ÷ S4. Fiecare dintre ele este legată la un bistabil (flip-flop) din IC1. Conexiunile sunt astfel realizate încât la apăsarea lui S1 va trece în „1" intrarea SET a primului bistabil (pin 4). Ieșirea Q asociată acestuia (pinul 2) devine de asemenea „1". Când s-a obținut aceasta, apăsarea tastei S2 determină trecerea în „1" a intrării celui de-al doilea bistabil (pinul 6) și a ieșirii Q asociate (pinul 9). În continuare, apăsarea tastelor S3 și S4 duce la rezultate similare. Aceasta înseamnă că, dacă tastele au fost apăsate în secvența corectă, există un nivel logic „1" la ieșirea Q a celui de-al patrulea bistabil (pinul 1). Dacă, în cursul acestui proces, se



apasă una dintre celelalte taste (S5 ÷ S10), bistabilele setate se resetează prin R9, pentru a face codul mai dificil de spart. Când pinul 1 al lui IC1 este în „1", tranzistorul T1 se deschide și se activează releul care comandă încuietoarea.

Înainte de acționarea tastei S1, ieșirea Q a primului bistabil este în „0", astfel încât intrarea sa de reset este ținută în „0" prin R1, D1 și R5. Tensiunea pe C1 este atunci aproximativ egală cu tensiunea de alimentare. La apăsarea lui S1, pinul 2 trece în „1". Datorită lui D1, condensatorul se descarcă lent prin R5 și R8. După circa șapte secunde, nivelul la intrările de reset ale tuturor celor patru bistabile, în acest scop, devine „1" logic. Dacă în acest moment bistabilul este în starea „activat", el va fi dezactivat. Dacă nu a fost introdus complet codul, el trebuie introdus de la capăt. Timpul necesar resetării poate fi mărit prin creșterea valorii condensatorului C1.

Se poate folosi și o tastatură cu mai multe taste, sau cu mai puține. Totuși, o tastatură cu mai puțin de șase taste face ca spargerea codului să fie foarte facilă. Dacă sunt disponibile mai mult de 10 taste, cablați pur și simplu tastele suplimentare în paralel cu S5 ÷ S10.

Codul poate fi extins la opt cifre prin conectarea unui al doilea 4043 în serie cu IC1. Pinul 1 se leagă atunci la tasta S5, iar următoarele trei taste se conectează la al doilea 4043 în același mod în care sunt legate S2 ÷ S4 la IC1.

Există un mic dezavantaj care trebuie avut

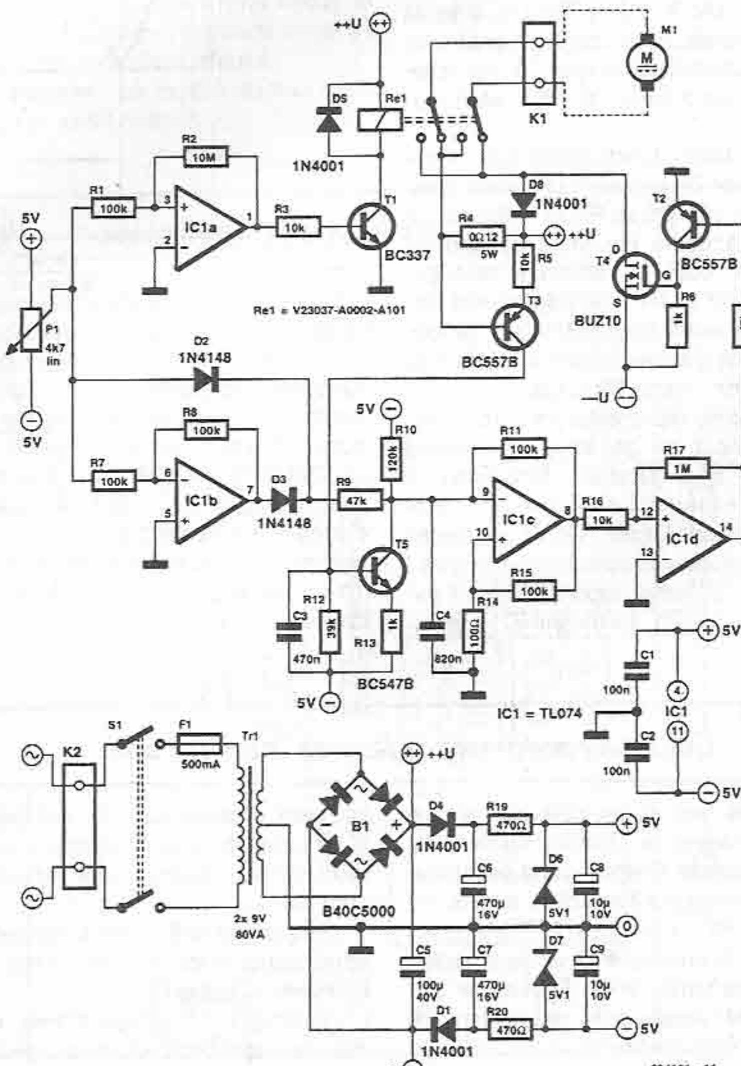
în vedere: când se apasă simultan tastele S1 ÷ S4, încuietoarea se deschide. Acest lucru se poate împiedica prin (a) stabilirea uneia din tastele S5 ÷ S10 drept comutator de reset, și (b) nealegând taste adiacente pentru S1 ÷ S4.

La funcționarea în repaus, circuitul consumă circa 10 mA.

Releul trebuie să fie de 12 V, iar curentul bobinei sale să nu depășească 100 mA.

287 *Controlul mașinii de găurit cablaje*

Schema prezentată permite controlul turației unei mașini de găurit cablaje, de la un potențiometru. În plus, sensul de rotație al burghiului se poate inversa. Când potențiometrul se află



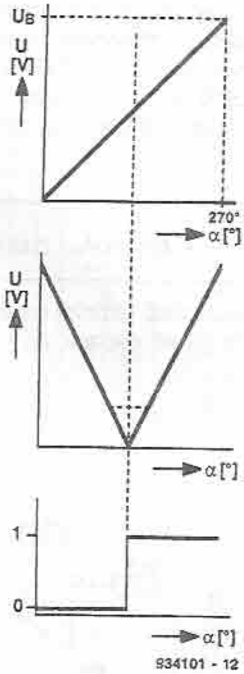
la mijlocul cursei, burghiul se oprește.

Sursa de alimentare furnizează (imediat după puntea redresoare) o tensiune de aproximativ 12 V pentru mașina de găurit, și, prin intermediul rezistoarelor R19 și R20, și al diodelor Zener D6 și D7, o tensiune simetrică de ±15 V pentru circuitele electronice. Tensiunea de ±5 V este filtrată cu C6 și C7. Diodele D4 și D5 previn conectarea motorului mașinii de găurit la secțiunea de ±5 V.

Controlul turației se face cu P1, în timp ce sensul de rotație este determinat de comparatorul IC1a. Acest AO sesizează dacă potențiometrul se află în stânga sau în dreapta poziției sale centrale. În funcție de aceasta, releul Re1 este acționat sau nu prin T1, iar acesta decide dacă burghiul se va roti în sens orar sau antiorar.

Controlul de turație funcționează prin modularea impulsurilor în lățime. Tensiunea (continuă) de control stabilită cu P1 se aplică lui D2 și IC1b - D3. Această din urmă combinație funcționează ca redresor. Indiferent dacă potențialul cursorului lui P1 este negativ sau pozitiv, el va apărea ca potențial pozitiv (minus tensiunea directă de deschidere a diodei, de 0,6 V) la joncțiunea dintre D2 și D3.

Modulatorul este reprezentat de IC1c. Acest etaj este conceput ca generator de semnal dreptunghiular, care produce încărcarea și descărcarea continuă a lui C4 prin R11. Reglajul lui P1 determină (prin R9), în conjuncție cu R10, câtă tensiune continuă suplimentară i se aplică lui C4, și, astfel, raportul impuls / pauză de la ieșirea lui IC1. Inversorul IC1d îmbunătățește fronturile semnalului, care sunt astfel folosite pentru comutarea FET-ului de putere (T4) prin intermediul lui T1.



Când căderea de tensiune pe R4, care este înseriată cu motorul mașinii de găurit, crește puțin peste 0,6 V (adică atunci când curentul prin motor este de aproximativ 5 A), T3 se deschide, la care T5 va reduce ușor lățimea impulsurilor.

288 Comutare automată la lăsarea întunericului

Aceasta este una dintre cele mai simple scheme de comutare la căderea întunericului publicate vreodată de Elektor. Când se întunecă, valoarea rezistorului sensibil la lumină R1 crește, la care T1 se blochează. Tranzistorul T2 intră atunci în conducție și aceasta determină căderea de tensiune de aproximativ 1 V la bornele lui R4: acesta este histerezisul comutatorului.

Condensatorul C1 servește pentru insensibilizarea comutatorului la variațiile de scurtă durată ale întunericului ambiant, cum sunt cele produse de trecerea unei mașini cu farurile aprinse.

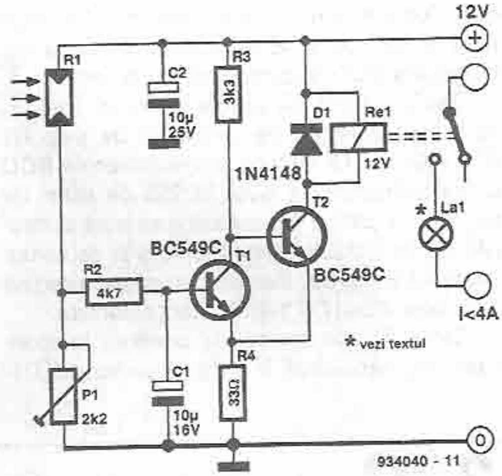
Singura cerință privind tranzistoarele este amplificarea mare în curent, ceea ce presupune folosirea tipului C.

Varistorul, un tip nou (Piher), este un produs ecologic (întrucât nu conține cadmiu) și are dimensiuni comparabile cu un vârf de chi-

brit. Dacă se folosește un alt tip, rezistența sa la iluminare trebuie să fie de ordinul câtorva sute de ohmi; aceasta trebuie să crească la circa 10 kΩ, la întuneric. În orice caz, valoarea lui P1 se poate mări (cu măsură). În timpul calibrării, dezlipiți de la masă C1: circuitul reacționează atunci mai rapid.

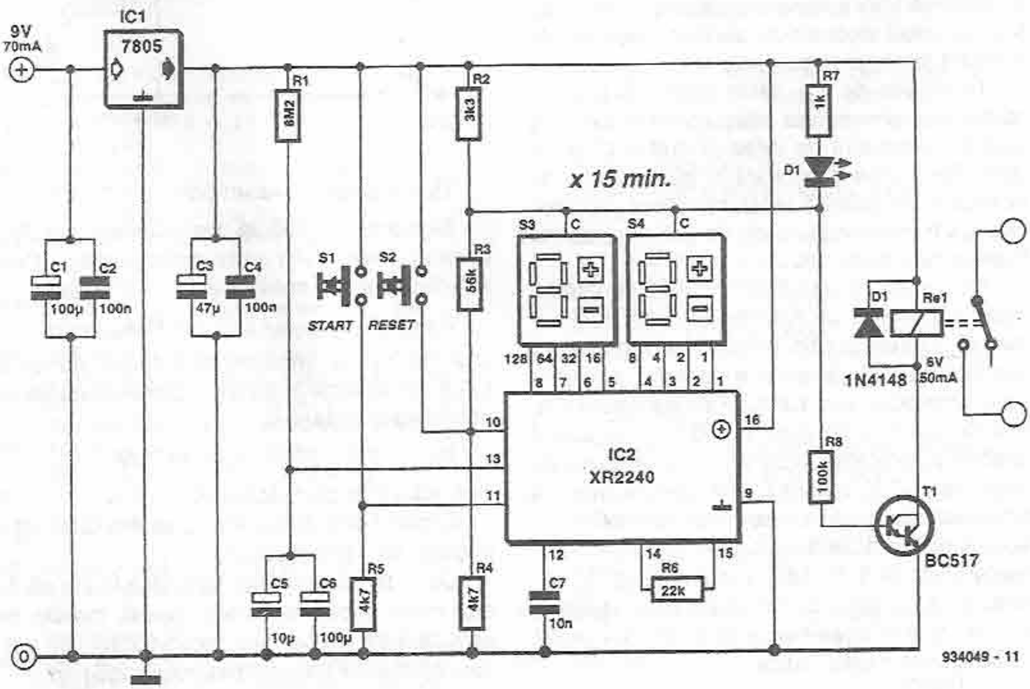
Releul trebuie să fie de 12 V, cu un curent de acționare ≤ 50 mA; contactul său trebuie să fie capabil să comute 8 A. Curentul de sarcină, totuși, nu trebuie să depășească 4 A. În momentul conectării, majoritatea lămpilor, și cu siguranță cele cu halogen, absorb un curent foarte mare. Menținerea unui nivel redus al curentului de sarcină asigură o durată lungă de funcționare pentru contactele releului.

Circuitul consumă un curent nu mai mare de 5 mA, plus curentul releului.



289 *Temporizator pentru durate mari*

Temporizatorul, bazat pe tipul XR2240 produs de EXAR, este destinat utilizării în ateliere fotografice și pentru circuite imprimate, pentru comutarea în starea de așteptare (stand-by) a echipamentelor TV și radio, pentru supravegherea încărcării bateriilor și în aplicații simi-



lare. Temporizarea se poate fixa între 15 minute și 24 de ore și 45 de minute, cu două comutatoare BCD (zecimal codificat binar).

Temporizarea se programează în pași, T, care sunt detectați de constanta de timp R1 (C5 + C6) = 15 minute. Comutatoarele BCD permit selectarea a până la 255 de astfel de perioade. Funcțiile temporizatorului sunt controlate de un bistabil intern (flip-flop) și de comutatoarele S1 și S2. Pentru a se păstra precizia perioadei, C5 și C6 trebuie atent selectate.

Dioda D1 se aprinde la pornirea temporizatorului. Tensiunea în punctul comun lui D1-R2-R3-R8 este atât de scăzută încât T1 rămâne blocat. După scurgerea intervalului de timp fixat, pinul 10 al lui IC2 devine „1" logic, astfel încât în punctul comun menționat apare tensiunea de alimentare. LED-ul se stinge, T1 conduce și releul Re1 se activează, iar contactul său comută.

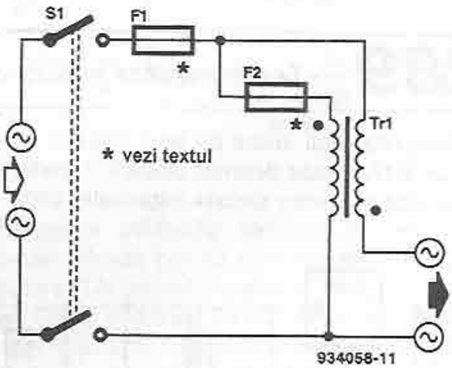
Tensiunea de alimentare a temporizatorului se stabilizează cu regulatorul IC1. Condensatoarele C1 ÷ C4 filtrează tensiunea de alimentare, împiedicând declanșarea temporizatorului de către impulsurile conținute în această tensiune.

290 *Amplificator de putere pentru proiectorul de diapozitive*

Lampa din proiectoarele de diapozitive este controlată în mod normal cu ajutorul unui triac în serie cu ea. Această metodă reduce considerabil strălucirea lămpii, deoarece pe triac cad aproximativ 1,5 V, care reprezintă mai mult de 62% din tensiunea nominală a lămpii. Pentru compensarea acestei pierderi, tensiunea de rețea pentru proiector trebuie mărită cu acest procent. Transformatorul și ventilatorul fac față cu ușurință unei asemenea creșteri, și la fel fac față circuitele electronice, ele fiind invariabil alimentate printr-un regulator.

Tensiunea de c.a. pentru proiector poate fi mărită prin conectarea înfășurării secundare a unui transformator de rețea la firul cald al rețelei. Tensiunea dezvoltată la bornele acestei înfășurări se adaugă tensiunii rețelei (cu condiția ca transformatorul să fie conectat corect în ceea ce privește faza).

Tensiunea care trebuie furnizată de înfășurarea secundară se calculează după cum urmează. Curentul prin înfășurare depinde de numărul de proiectoare și de puterile lor nominale. Presupunând că sunt patru, fiecare la 250 W (consum de putere: 300 W), consumul total de putere este 1200 W. Cu o tensiune de rețea de 240 V, curentul va fi de 5 A. Întrucât proiectoarele nu folosesc puterea maximă în același timp, înfășurarea secundară poate fi dimensionată la 6 A. Tensiunea secundară, U_s, trebuie să fie egală cu raportul dintre pierderile pe triac și tensiunea nominală a lămpii, înmulțit cu tensiunea rețelei, adică:



$$U_s = 1{,}5 / 24 \cdot 240 = 15\ \text{V}.$$

Siguranța F1 trebuie dimensionată la 1,25 x curentul maxim al tuturor proiectoarelor. Considerând valorile anterior calculate, rezultă:

$$I_{F1} = 1{,}25 \cdot U_s \cdot I_s / 240 = 6{,}25\ \text{A},$$

sau, rotunjit la următoarea valoare standard, 6,3 A (cu acțiune întârziată). Dimensionarea siguranței F2 se face la :

$$I_{F2} = 1{,}25 \cdot 1200 / 240 = 487\ \text{mA},$$

sau, rotunjit în plus, 500 mA.

Circuitul este preferabil să se monteze într-o carcasă din fibre artificiale.

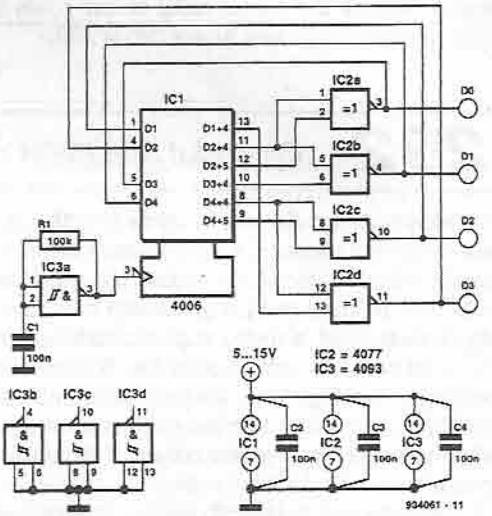
Dacă tensiunea este mai mică în loc să fie mai mare decât tensiunea rețelei, trebuie inversate între ele bornele secundarului sau bornele primarului transformatorului suplimentar.

291 *Generator aleator pe 4 biți*

Generatorul se bazează pe un registru de deplasare cuadruplu de tip 4006, IC_1. Două din registrele de deplasare au lungimea de patru biți, iar celelalte, de cinci biți: în total 18 biți. Numai tactul este comun registrelor: toate intrările și ieșirile sunt separate. Din registrele de patru biți este disponibil doar al patrulea bit la ieșire; din registrele pe cinci biți, al patrulea și al cincilea bit.

Aducerea înapoi la intrări a semnalelor de ieșire ale celor patru registre are ca rezultat obținerea unui generator (pseudo)aleator. Ieșirile celor patru porți XNOR servesc drept ieșiri ale generatorului. Avantajul acestei arhitecturi este că cei patru biți nu formează doar o secvență de numere aleatoare, ci fiecare dintre ei are o structură diferită. Aceasta este în contrast cu registrul de deplasare în sine, unde nivelele sunt trecute de la o ieșire la cealaltă. Acest generator poate fi, așadar, folosit pentru a produce numere aleatoare pe patru biți sau patru semnale digitale aleatoare necorelate.

Programul BASIC de mai jos permite simularea funcționării registrului de deplasare. Linia



140 definește lungimea registrului (MAX) și numărul biților de ieșire (BMAX). În linia 150 toți biții „registrului de deplasare“ (matricea A) sunt puși pe zero. Dacă, așa cum se obișnuiește în

```
100  CLS : PRINT "Random Number Genera-
     tor Using 4006 Shift Registers."
140  KEY OFF: MAX = 18: BITS = 4: BMAX =
     2 ^ BITS
145  DIM A(MAX), B(BMAX): TIME = 0
150  FOR CNT = 0 TO MAX:  A(CNT) =
     0: NEXT CNT: REM CLEAR ALL
155  FOR CNT = 0 TO BMAX: B(CNT) =
     0: NEXT CNT
160  FOR CNT = 1 TO 390
170  TIME = TIME + 1: GOSUB 240: REM
     INCREASE TIME AND SHOW VARIABLES
180  FOR BIT = MAX TO 1 STEP -1: A(BIT)
     = A(BIT - 1): NEXT BIT: REM SHIFT
190  A(6) = 1 - (A(4) XOR A(5)): REM CAL-
     CULATE INPUT NEXT REGISTER (XNOR)
200  A(10) = 1 - (A(4) XOR A(9))
210  A(15) = 1 - (A(13) XOR A(14))
220  A(0) = 1 - (A(13) XOR A(18))
230  NEXT CNT
235  END
240  PRINT CHR$(11): PRINT : REM
     REPOSITION CURSOR
250  PRINT "DATA [  .  .  .  .  .  .  SHIFT
     REGISTER  BITS   .  .  .  ]"
260  FOR BIT = 0 TO MAX: PRINT USING
     "###"; BIT; :    NEXT BIT: PRINT
270  FOR BIT = 0 TO MAX: PRINT USING
     "###"; A(BIT); : NEXT BIT: PRINT
280  PRINT "NUMBER OF SHIFT ACTIONS : ";
     TIME: PRINT
290  PRINT "RESULT, BINARY:   "; : PRINT
     USING "##"; A(0); A(6); A(10);
     A(15);
300  PRINT "          DECIMAL: "; : RESULT
     = 8 * A(0) + 4 * A(6) + 2 * A(10) +
     A(15): PRINT RESULT
310  B(RESULT) = B(RESULT) + 1: IF LAST
     = RESULT THEN B(BMAX) = B(BMAX) + 1
320  PRINT "RESULT   "; : FOR BIT = 0 TO
     BMAX - 1: PRINT USING "####"; BIT;
     :    NEXT BIT: PRINT
330  PRINT "QUANTITY"; : FOR BIT =
     0 TO BMAX - 1: PRINT USING "####";
     B(BIT); : NEXT BIT: PRINT
340  PRINT "NUMBER OF IDENTICAL FOLLOWING
     RESULTS", B(BMAX); : LAST = RESULT
350  FOR NUM = 0 TO 2 * TIME: PRINT
     CHR$(28); : IF NUM MOD 60 = 1 THEN
     PRINT
360  NEXT NUM: PRINT " "; CHR$(RESULT
     + 48 - 7 * (RESULT > 9));
370  RETURN
```

934061 - 12

practică, este necesară pornirea dintr-o stare aleatoare, această linie va trebui rescrisă. În liniile 190-220 pot fi văzute funcțiile XNOR. Orice modificare în modul de conectare a acestor porți trebuie indicată aici. Într-un astfel de caz poate fi necesară și modificarea liniilor 290 și 300.

Programul conține doar 390 de pași (apoi se umple ecranul) din cei 2^{18} = 262144 posibili.

În schemă s-a adăugat un generator de tact sub forma unui trigger Schmitt (IC_{3a}). Se poate folosi, însă, la intrarea de tact, orice semnal de tact adecvat.

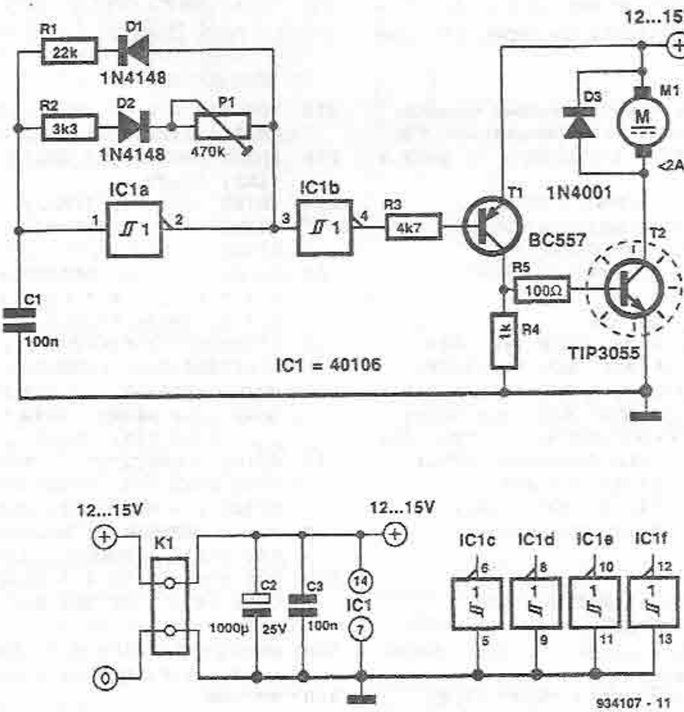
292 *Controlul prin PWM al unui motor*

Modulația impulsurilor în lățime (PWM) este ideală pentru controlul mașinilor electrice mici, pentru găurit cablaje, care absorb curenți de maxim 2 A. Sunt posibili și curenții mai mari, dacă se asigură o răcire suplimentară pentru T_2 și se mărește valoarea lui C_2. Schema se folosește de faptul că mașina de găurit lucrează cu un motor mic de curent continuu a cărui viteză de rotație este o funcție de tensiunea la bornele sale.

Schema se bazează pe multivibratorul astabil IC_{1a}, a cărui ieșire stă în „0" o perioadă determinată de R_1, și în „1" o perioadă impusă de R_2 și P_1.

Când C_1 este descărcat, nivelul pe intrarea lui IC_{1a} se află sub pragul inferior, astfel că ieșirea acestui etaj (pinul 2) este în „1". Condensatorul se încarcă atunci rapid prin D_1 și R_1, și atinge pragul superior în circa 1,5 ms. Ieșirea lui IC_{1a} trece atunci în „0", situație în care C_1 se descarcă prin D_2, R_2 și P_1. În cazul prototipului, timpul de descărcare se putea regla între 0,2 ms și 25 ms. Aceasta înseamnă că factorul de umplere poate fi variat între 5% și 90%.

Semnalul este inversat din nou și apoi apli-



cat în baza lui T_1. Tranzistoarele T_1 și T_2 se deschid și alimentează motorul pe perioadele negative ale impulsurilor de ieșire ale lui IC_{1b} (pinul 4). Când rezistența lui P_1 este minimă, turația motorului mașinii de găurit este maximă.

293 *Convertor de mică putere*

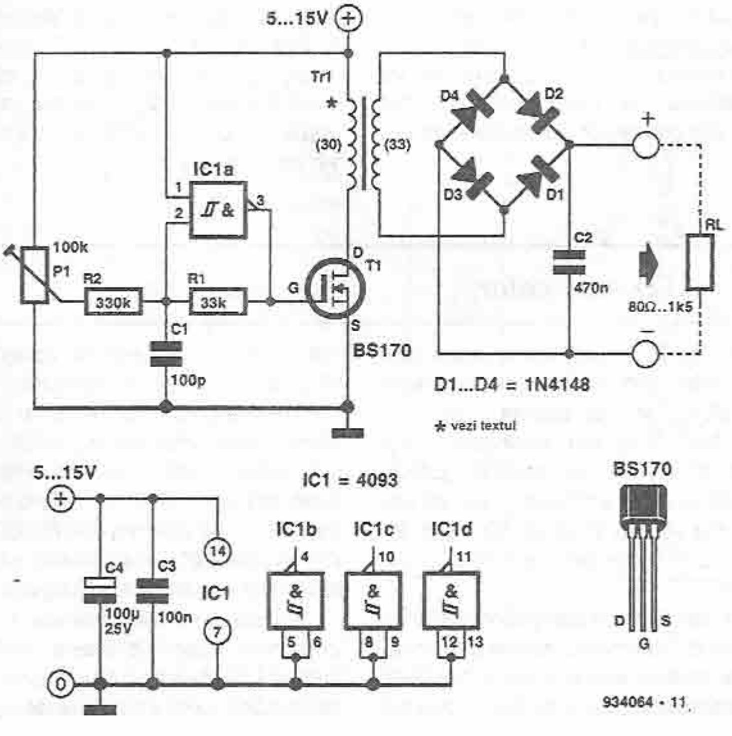
Convertorul permite urcarea sau coborârea tensiunii pozitive a unei surse de tensiune existente, sau convertirea ei într-o tensiune negativă.

Noua tensiune este izolată electric de sursă printr-un transformator pe ferită bobinat pe un tor G2-3FT12. Înfășurarea primară constă din 30 de spire. Numărul de spire ale secundarului, n, se calculează cu relația:

$n = 30\ U_0/U_i$, unde U_0 este tensiunea dorită iar U_i este tensiunea de intrare. Adăugați 10 ÷ 20 de spire pentru compensarea pierderilor. Dacă tensiunea de ieșire rezultă un pic cam mare, ea se poate reduce întotdeauna cu P_1. Ambele înfășurări se pot bobina cu sârmă din cupru emailat cu diametrul de 0,3 mm. Urmăriți ca spirele să fie distribuite uniform de-a lungul miezului.

Transformatorul este comandat de o poartă CMOS ȘI-NU cu trigger Schmitt transformată într-un generator de semnal dreptunghiular de R_1 și C_1. MOSFET-ul T_1 servește drept etaj de ieșire. Curentul suplimentar pentru încărcarea lui C_1 este furnizat prin R_2 și P_1, care controlează factorul de umplere al semnalului dreptunghiular. Frecvența acestui semnal este de aproximativ 220 kHz și factorul său de umplere trebuie să fie mai mic de 0,5.

Când T_1 se deschide, o parte din energie se transferă în înfășurarea secundară și o parte se stochează în circuitul magnetic. Când T_1 își încetează conducția, energia câmpului magnetic se transferă în înfășurarea secundară.



Ideea este de a face suficient de mic factorul de umplere pentru a se asigura transferul întregii energii stocate în câmp înainte de a fi comandat din nou în conducție T_1. Dacă nu, câmpul magnetic rezidual ar putea să devină din ce în ce mai puternic, ceea ce ar duce la saturarea miezului și astfel la reducerea eficienței. De asemenea, datorită inducției reduse de pe partea primară, curentul prin T_1 va crește considerabil, fapt ce ar însemna sfârșitul tranzistorului.

Curentul prin T_1 va crește în mod periculos și dacă sarcina secundară este prea mare. Curentul mediu prin primar nu trebuie să depășească 150 mA (curentul de vârf poate fi de câteva ori mai mare). Din raportul numărului de spire este ușor de calculat cât trebuie să fie valoarea maximă a curentului de sarcină în secundar. Cu raportul dat în schemă (cu 10% mai mult în secundar), sarcina secundară nu poate fi mai mică de 80 Ω.

În afară de sarcinile prea mari, trebuie de asemenea evitat lucrul fără sarcină. În acest caz, energia stocată în câmpul magnetic nu se poate transfera decât în C_2, unde se stochează în câmpul electric. Aceasta înseamnă că sarcina electrică de pe C_2, și astfel tensiunea la bornele sale, crește până la un nivel la care poate afecta serios circuitul la care se va conecta convertorul. Ca regulă ușor de reținut (la fel ca și în cazul curentului maxim de sarcină), valoarea de 1,5 kΩ indicată este direct proporțională cu raportul numerelor de spire.

Diodele redresoare de tip 1N4148 sunt suficient de rapide pentru a lucra la frecvența de 220 kHz (tipurile 1N400x nu sunt). Aceste diode rezistă la un curent constant de 200 mA (curentul de vârf de 400 mA).

Randamentul convertorului la o tensiune de alimentare de 15 V este de aproximativ 65%. Cu un curent de sarcină redus, acesta scade la cca 50%. Eficiența scade de asemenea când tensiunea de alimentare este mai mică decât cea indicată.

Tensiunea maximă de intrare este de 15 V, deoarece nici alimentarea lui CI_1, nici cea a lui T_1 nu trebuie să depășească această valoare. Curentul absorbit de la o sursă de 15 V de o sarcină de 80 Ω este de cca 165 mA.

Prototipul a funcționat bine cu cursorul lui P_1 poziționat la capătul dinspre plus al lui P_1; se poate chiar reduce ușor valoarea lui R_2.

Dacă este necesar, factorul de umplere al tensiunii dreptunghiulare se poate mări într-o oarecare măsură cu P_1. În timpul acesta, curentul prin T_1 trebuie urmărit atent, de preferință cu un osciloscop. În cazul în care curentul crește dintr-o dată prea repede, miezul se saturează, și aceasta înseamnă că P_1 trebuie rotit puțin înapoi. Țineți cont că, atunci când P_1 se află într-o poziție critică, o ușoară variație a sarcinii poate aduce miezul în saturație, cu toate consecințele acesteia.

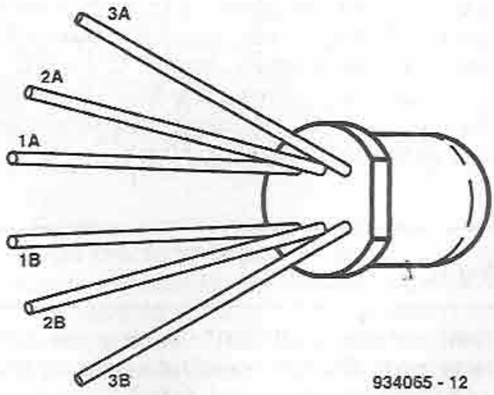
294 *LED multicolor*

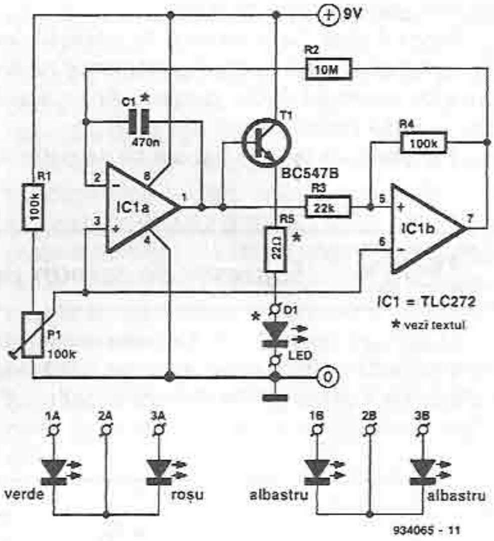
Trebuia să apară: un LED care poate produce toate culorile vizibile. Este tipul Everlight 339-1 VRKG-BBW. De fapt, acesta constă din patru LED-uri într-o capsulă: unul roșu, unul verde și două albastre. Când aceste LED-uri sunt comandate la diferite străluciri, se pot obține toate culorile vizibile și albul. Circuitul descris trece LED-ul în toate culorile și în orice ordine predefinită.

Circuitul constă dintr-un integrator urmat de un trigger Schmitt. Împreună, acestea formează un oscilator care produce o tensiune triunghiulară cu amplitudinea de cca 1,5 Vvv la pinul 1. Acest semnal se aplică unuia dintre LED-uri prin T_1 și un rezistor de limitare.

Trebuie construite trei astfel de circuite: unul pentru roșu, unul pentru verde și unul pentru cele două LED-uri albastre. Fiecare dintre circuite trebuie să aibă, însă, o valoare diferită pentru C_1, să zicem 470 nF, 330 nF și 220 nF. Fiecare din LED-urile albastre conectate la același circuit trebuie să aibă propriul rezistor serie.

Nivelul tensiunii continue a semnalului triunghiular poate fi deplasat cu P_1. Începeți cu cursorul la masă și rotiți foarte încet butonul, până când LED-urile abia se aprind. Reglajul





optim corespunde situației în care LED-ul luminează două treimi din timp și este stins pentru o treime.

Valoarea rezistorului serie este redusă, deoarece sensibilitatea, în special a LED-ului albastru, este scăzută.

Nu rotiți prea mult P_1, ci urmăriți curentul prin LED-uri: cel roșu și cel verde trebuie să rămână sub 30 mA; cele albastre pot absorbi până la 40 mA. Curentul mediu consumat de circuit este atunci de cca 70 mA.

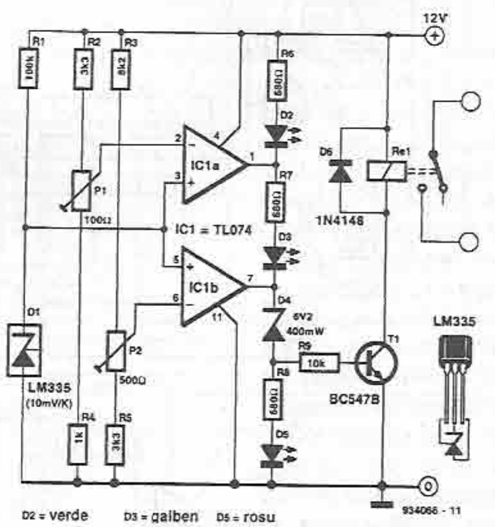
295 *Supravegherea temperaturii*

Monitorul este destinat folosirii în spații relativ mici (cum ar fi o cameră de locuit). Senzorul este un CI National Semiconductor ușor de procurat, LM335. Acesta livrează o tensiune de ieșire de 10 mV/°C. Această tensiune este comparată de IC_{1a} și IC_{1b} cu două tensiuni de referință. Una dintre ele se fixează cu P_1 iar cealaltă cu P_2. Ieșirea comparatoarelor este folosită pentru comutarea lui D_2, D_3 și D_5.

Când tensiunea produsă de D_1 este mai mică decât ambele tensiuni de referință, ieșirile lui IC_{1a} și IC_{1b} sunt în starea „L": D_2 va lumina.

Când temperatura ambiantă crește, tensiunea lui D_1 crește proporțional. Când nivelul ieșirii senzorului se află între cele două niveluri de referință, ieșirea lui IC_{1a} este în „H" iar cea a lui IC_{1b} este în „L". Se va aprinde atunci dioda D_3, indicând că a fost atinsă temperatura critică.

La temperaturi și mai ridicate, ieșirea lui IC_{1b} trece și ea în „H" și se aprinde D_5, în timp ce se vor stinge celelalte LED-uri. În același



timp va fi acționat releul, prin intermediul lui T_1. Contactul releului va putea activa o sarcină

externă (de exemplu, un buzer).

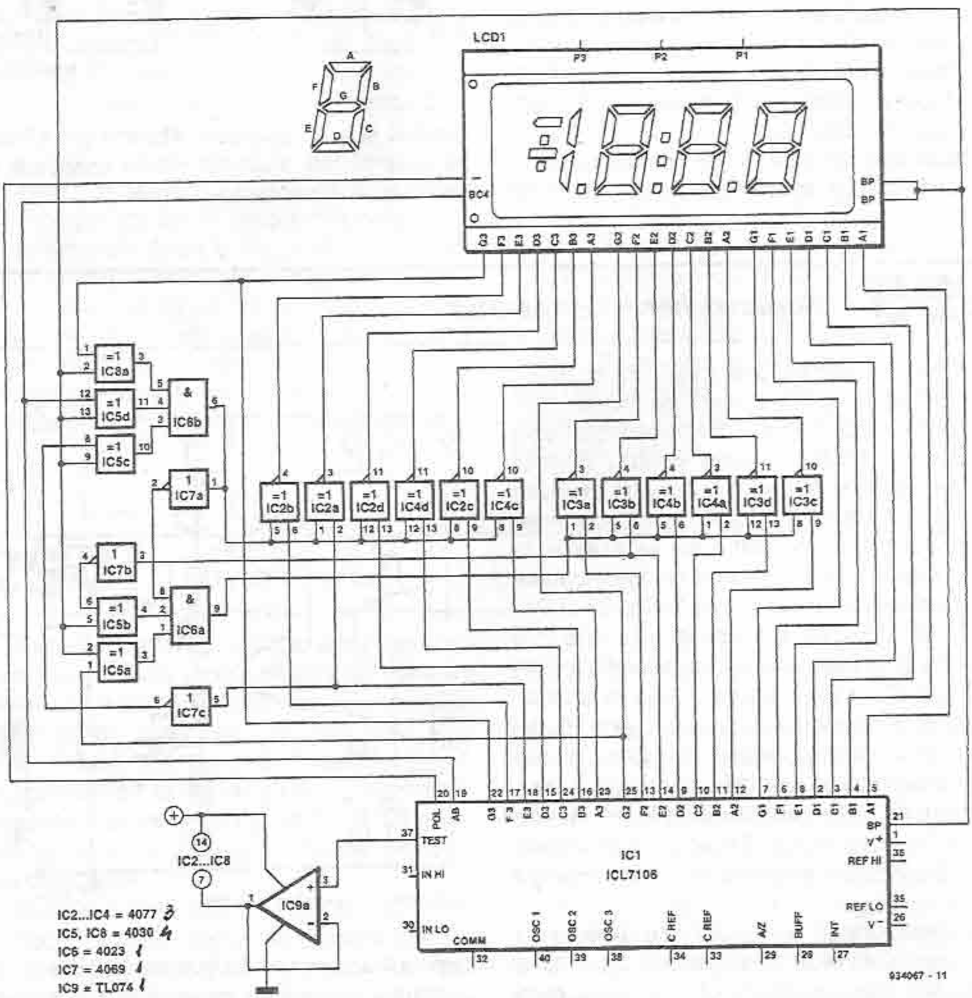
Dioda Zener D_4 împiedică deschiderea lui T_1 atunci când este aprins D_3 (deoarece tensiunea de ieșire a lui IC_{1b} crește puțin în acest caz, datorită curentului prin acest CI).

Temperatura la care trebuie să se aprindă LED-urile se poate stabili cu P_1 și P_2. Aveți în vedere că circuitul este destinat supravegherii temperaturilor „normale", între 25°C și 100°C.

Circuitul de supraveghere absoarbe un curent de aprox. 20 mA; când releul este acționat, acesta crește la aprox. 50 mA.

296 Supresor de zerouri pentru ICL7106

Mulți sunt enervați de zerourile superflue care precedă un număr pe, să zicem, un afișaj cu cristale lichide (LCD). Pentru aceștia, „1" este mai clar decât „001". La sistemele unde este folosit ICL7106, acest motiv de iritare poate fi eliminat cu supresorul de față.



Atât electrodul backplane (BP) cât și segmentul unui ICL7106 sunt comandate cu un semnal dreptunghiular. Când se activează segmentul, semnalele de comandă sunt în antifază; când segmentul este inactiv, afișajul rămâne stins deoarece semnalele de comandă sunt în fază.

Suprimarea zerourilor superflue este, așadar, o simplă chestiune de găsire a zerourilor și de inversare a semnalului care comandă segmentul.

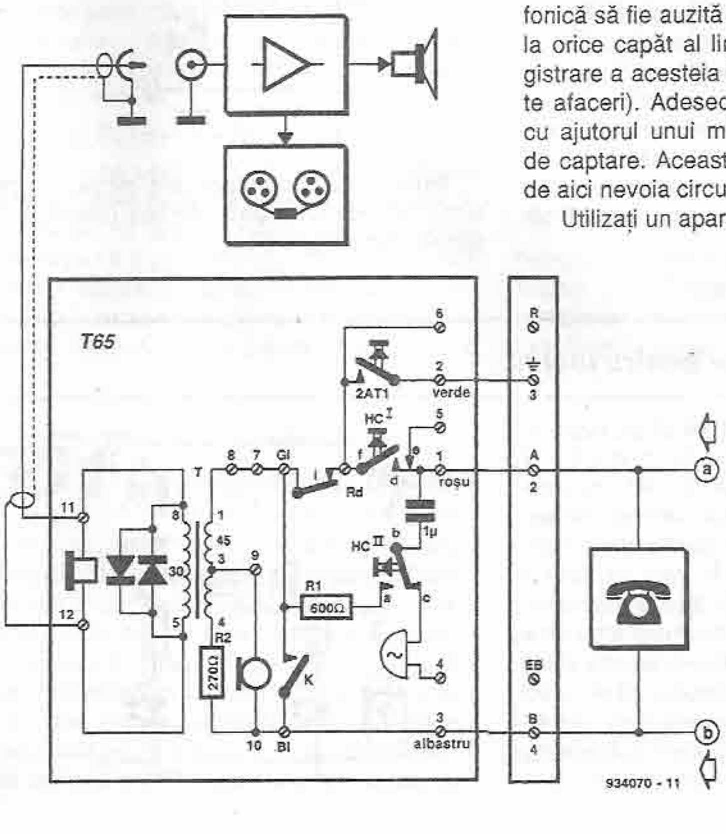
Un afișaj cu 3 1/2 cifre are trei cifre complete, numerotate 1, 2 și 3. A patra cifră (jumătatea) este comandată prin ieșirea AB și poate afișa doar „1".

Este ușor de aflat dacă cifra a treia conține un „0" inițial, deoarece dacă digitul 4 nu este folosit (AB sunt stinse), iar la cifra trei segmentul g este stins în timp ce segmentul e este aprins, există un 0 inițial pe afișaj. În acel caz, semnalul de comandă a segmentelor pentru cifra a treia se poate inversa cu porți XNOR, la care cifra se stinge.

În cazul celei de-a doua cifre, trebuie verificat dacă cifra a treia este stinsă și dacă se afișează „0" pe cifra a doua. Ultima condiție se poate determina din starea segmentelor e și g. Dacă acesta este cazul, semnalele de comandă a segmentelor pentru cifra a doua trebuie inversate.

AO IC_{9a} amplifică în curent nivelul ieșirii de test, astfel încât acesta să poată servi drept nivel de masă pentru toate circuitele logice conectate.

297 *Ascultarea telefonului*



Uneori este necesar ca o conversație telefonică să fie auzită de mai mult de o persoană, la orice capăt al liniei, sau să se facă o înregistrare a acesteia (așa cum este cazul în multe afaceri). Adeseori, acest lucru este realizat cu ajutorul unui microfon echipat cu o calotă de captare. Aceasta nu lucrează prea bine, și de aici nevoia circuitului de față.

Utilizați un aparat telefonic vechi, dar în stare bună de funcționare, conectat la linia telefonică în paralel cu receptorul de supravegheat. Conectați o bucată de cablu ecranat audio la bornele microfonului din receptor și la un amplificator sau magnetofon, după cum este cazul. De îndată ce trebuie înregistrată sau amplificată conversația, luați receptorul din furcă și ajustați nivelul de intrare în amplificator sau magnetofon, după necesități. Nu fixați un câștig prea mare pentru

amplificator, deoarece aceasta ar putea da naștere la oscilații.

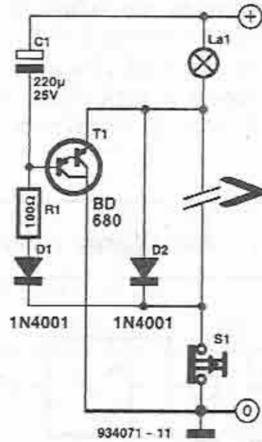
Contactul furcii telefonului suplimentar împiedică transmiterea tensiunii de sonerie (50 V sau mai mult) către echipamentul audio. În plus, echipamentul audio este separat galvanic de linia telefonică prin transformatorul telefonic 1:1, T.

În majoritatea țărilor europene este permisă în momentul de față conectarea în paralel a aparatelor telefonice, în pofida calității proaste a semnalului rezultat (datorită, în primul rând, atenuării reduse a ecoului).

298 *Temporizare pentru luminile de interior la automobil*

Circuitul de temporizare face ca lumina interioară a unui automobil să rămână aprinsă aprox. cinci secunde după ce s-au închis toate ușile. Aceasta dă posibilitatea găsirii cu ușurință, după lăsarea întunericului, a contactului de aprindere (multe mașini moderne au prevăzute, printre facilitățile de bază, iluminarea comutatorului de aprindere).

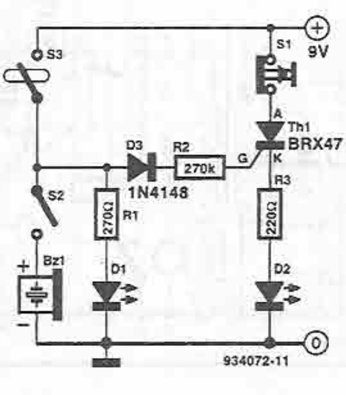
Când se deschide una din ușile față ale mașinii, comutatorul ușii (aici, S_1) se închide. Prin S_1 și D_2 se închide un curent care va circula prin becul de interior, L_1. În același timp, condensatorul C_1 se încarcă rapid prin R_1, D_1 și S_1. Când se închide ușa, S_1 se deschide. În același moment, T_1 este adus în conducție de nivelul coborât al terminalului negativ al lui C_1. După o scurtă perioadă, dependentă de valoarea lui C_1 și de curentul de bază al lui T_1, tensiunea bazei lui T_1 ajunge la nivelul la care tranzistorul își încetează conducția, astfel încât L_1 se stinge.



Notă. În unele automobile moderne, circuitul descris (sau unul similar) constituie o dotare standard [N. ed.].

299 *Indicator pentru undiță*

Indicatorul semnalizează când un pește a mușcat momeala. Până la fericitul moment (cel puțin, pentru pescar), senzorul momelii este deschis, astfel încât ambele LED-uri sunt stinse. Când s-a agățat un pește, senzorul închide bornele de curent, situație în care se aprind ambele LED-uri. În plus față de aceste diode, se poate folosi un buzer pentru generarea unui semnal acustic. D_2 continuă să lumineze chiar și după redeschiderea senzorului, până când tiristorul nu mai primește curentul de menținere. În acest fel, orice tensionare a firului cu cârlig este indicată de D_1.



Circuitul absoarbe un curent de 20 ÷ 60 mA, depinzând de tipul LED-urilor și de prezența sau absența buzerului.

Senzorul este compus dintr-un comutator cu mercur, un element de fixare, o jumătate de metru de cablu torsadat și o mufă de 3,5 mm pentru jack-uri mono. Elementul de fixare este plasat pe fir, imediat sub mulinetă. Când firul se întinde, este acționat indicatorul.

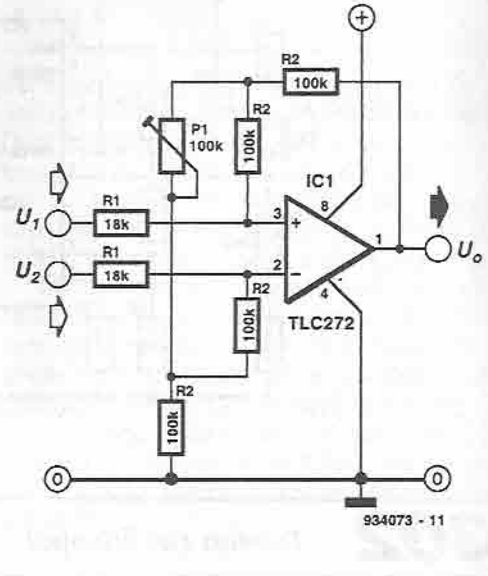
300 *Amplificator diferențial cu amplificare variabilă*

Într-un amplificator diferențial cu reacție pe intrarea negativă (inversoare) a unui amplificator operațional și cu divizor de tensiune pe intrarea pozitivă (neinversoare) este dificil de făcut ca amplificarea să fie variabilă. Aceasta se datorează necesității ca rețeaua de reacție și divizorul de tensiune să fie fiecare imaginea celuilalt, pentru a putea asigura o rejecție satisfăcătoare a semnalelor de mod comun (raport de rejecție a modului comun – CMRR). Aceasta înseamnă că trebuie să existe două rezistoare variabile și acestea trebuie să fie în orice moment egale.

Acest lucru nu este necesar la circuitul de față, în care un potențiometru reglează amplificarea fără a afecta CMRR. Are următoarea funcție de transfer:

$$U_0 = 2 \cdot R_2 / R_1 \cdot (1 + R_2 / P_1)\,(U_2 - U_1) \quad [V]$$

Din ea se vede clar că numai P_1 influențează tensiunea diferență $U_2 - U_1$. Semnalul de mod comun nu apare în relație. Aceasta se datorează pe de o parte faptului că P_1 nu are nici un efect asupra lui, iar pe de altă parte faptului că rezistoarele corespondente din circuit au aceeași valoare. Teoretic, configurația oferă o



rejecție completă a semnalelor de mod comun; practic, CMRR este determinat de toleranțele componentelor folosite. Pentru calculul acestuia, formula va trebui dezvoltată considerabil.

301 *Temporizator de bază (2)*

Temporizatorul se bazează pe binecunoscutul circuit de comandă a afișajelor, LM3915, care are scară logaritmică. Acest lucru poate părea ciudat, dar nu este, deoarece este folosită o simplă rețea RC pentru măsurări de timp. Tensiunea la bornele acestei rețele, R_6-P_1-C_1, are, în timpul încărcării lui C_1, un caracter exponențial ($U = U_{ref} \cdot e^{-t/RC}$). Când aceasta este aplicată lui IC_1, care extrage logaritmul, timpul este indicat liniar pe afișaj. Valorile lui P_1 și R_6 au fost alese astfel încât să permită indicarea perioadelor de 1 ÷ 15 minute. Temporizatorul se resetează (se descarcă C_1) la închiderea lui S_2. Rezistorul R_1 limitează valoarea de vârf a curentului de descărcare a lui C_1 la o valoare suportabilă pentru contactele comutatorului.

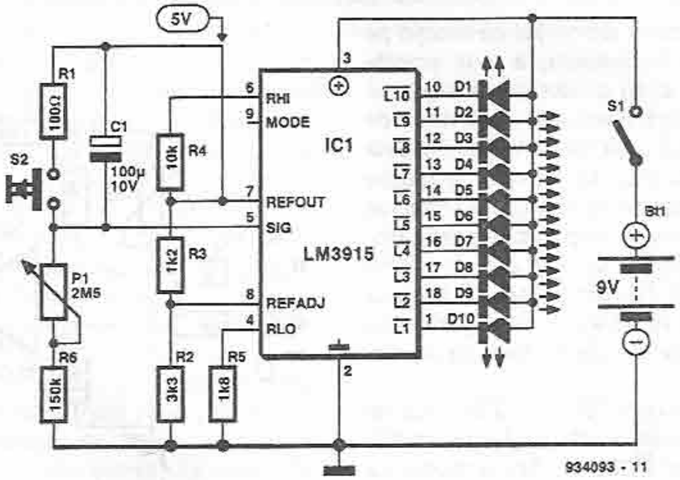
Rezistorul R_5 compensează curenții de

fugă ai condensatorului electrolitic pentru a elimina riscul stingerii lui D_{10}.

Dacă pinul 9 al lui IC_1 este lăsat în gol, afişajul este în modul punct. Scurgerea timpului este indicată atunci prin aprinderea unui singur LED. După un reset, primul se va aprinde D_1, şi apoi, câte unul, toate celelalte LED-uri.

Curentul total absorbit de temporizator este de 20 mA, fiind astfel posibilă alimentarea de la baterie.

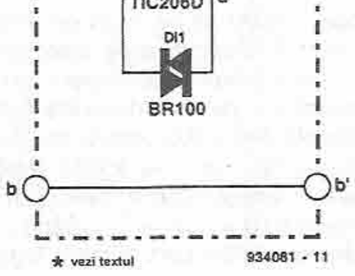
Când pinul 9 se conectează la pinul 3 (linia pozitivă de alimentare), afişajul este în modul bară. După un reset, se aprind toate LED-urile, după care acestea se sting pe rând, începând cu D_1. În acest mod nu se recomandă alimentarea de la baterie.



302 *Telefon confidenţial*

Ascultarea nedorită a conversaţiilor telefonice se poate împiedica folosind circuitul de faţă, care necesită doar două componente, pentru a putea proteja un telefon.

În fiecare telefon care trebuie protejat se inserează un triac în serie cu linia a. Un diac se va conecta între anodul şi poarta triacului. Tensiunea de declanşare a diacului este de aproximativ 25 V, care este apreciabil mai mică decât tensiunea liniei, de aprox. 50 V, şi considerabil mai mare decât tensiunea la bornele unui aparat telefonic aflat în funcţiune (5 ÷ 12 V). Astfel, triacul amorsează numai dacă toate receptoarele celorlalte receptoare legate în paralel sunt în furcă. De îndată ce se ridică un receptor, tensiunea la bornele tuturor aparatelor scade de la circa 50 V la cel mult 12 V, astfel încât nu se va putea declanşa nici un diac. Dacă, după ridicarea receptorului, se inversează polaritatea liniei, diacul nu este afectat. Când se recepţionează un semnal de apel, conduc toate triacele, astfel încât va suna soneria fiecărui telefon.



Un avantaj suplimentar al circuitului de față este că acesta suprimă clinchetul care apare în paralel la toate telefoanele atunci când se formează un număr pe unul dintre ele (aceasta se întâmplă numai la modelele de telefon mai vechi, aflate încă în uz).

Circuitul este suficient de mic pentru a putea fi construit chiar în conectorul de ieșire de linie al telefonului.

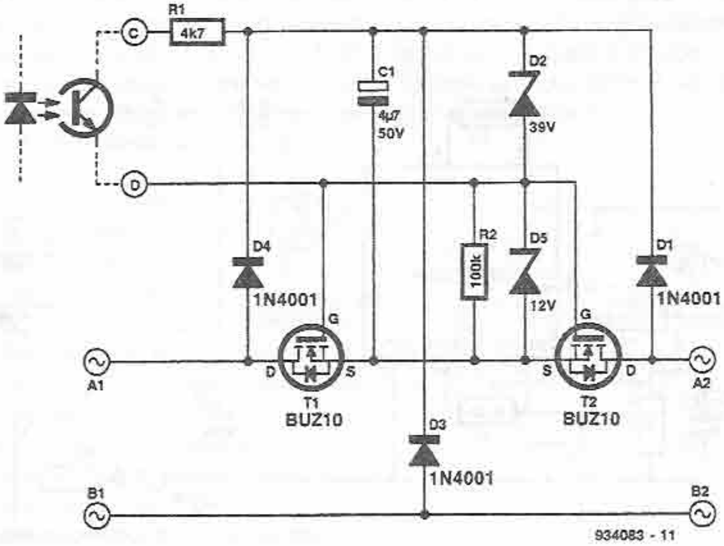
303 *Comutare în c.a. cu cădere mică de tensiune, pentru lămpi de halogen de 12 V*

Din cauza inerției lor, a consumului, uzurii contactelor și – deseori – a mărimii, releele nu sunt tocmai potrivite pentru comutarea tensiunilor alternative. Și, în plus, ele nu pot fi folosite în circuite de reglaj al fazei. Înlocuirea lor cu triace poate crea probleme datorită căderii directe de tensiune pe aceste dispozitive.

O soluție mult mai bună este utilizarea tranzistoarelor SIPMOS conectate în anti-serie. Din păcate, acestea necesită o tensiune de comandă flotantă față de tensiunea alternativă de comutat. Acest impediment se poate totuși depăși făcând uz de diodele conectate invers ale tranzistoarelor, așa cum se arată în schemă.

În starea blocată, în care optocuplorul nu conduce, C_1 se încarcă pe timpul semiperioadei negative (A pozitiv, B negativ) prin D_3 și una prin diodele conectate invers din SIPMOS. Dacă ieșirea este în sarcină, condensatorul se încarcă și pe timpul semiperioadei pozitive, fie prin D_4 și dioda conectată invers din T_2 (sarcina dintre A_2 și B_2), fie prin D_4 și dioda conectată invers din T_1 (sarcina dintre A_1 și B_1).

Circuitul este trecut în conducție prin aducerea în conducție a optocuplorului, situație în care tensiunea de pe C_1 se conectează la porțile lui T_1 și T_2 prin R_1 și tranzistorul din optocuplor. Dioda D_5 limitează tensiunea de poartă. Când circuitul este în conducție, C_1 continuă să se încarce pe timpul semiperioadelor negative, prin D_3 și unul din tranzistoarele SIPMOS.



Dioda D_2, împreună cu D_1 și D_4, suprimă vârfurile de curent determinate de comutarea sarcinilor inductive.

Circuitul poate comuta tensiuni alternative de până la 45 V. Fără radiator pentru tranzistoarele SIPMOS, curentul maxim nu poate depăși 3 A. Pentru curenți mai mari sau când se comută în mod regulat sarcini inductive mari, trebuie folosit un mic radiator.

304 *Convertor temperatură / curent*

XTR103 este un convertor temperatură / curent (T / I) care conține un circuit de liniarizare pentru senzori PT100. Cum se obișnuiește în aplicațiile industriale, curentul de măsurare este pus la dispoziție prin liniile de alimentare. Valoarea rezistoarelor $R_2 - R_4$ asigură, pentru curentul de măsurare, I_0, o creștere de la 4 mA la 20 mA când temperatura lui PT100 crește de la 0°C la 200°C.

Valoarea rezistenței R_p a lui PT100 se calculează cu:

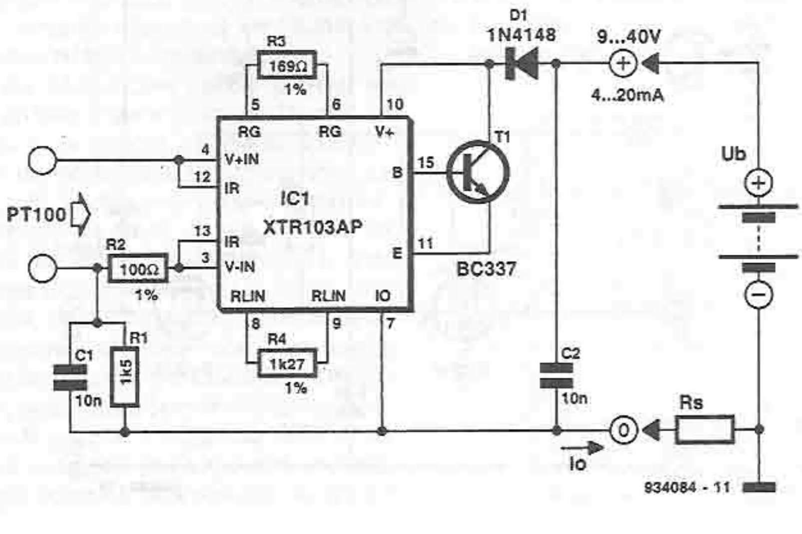
$$R_p = 100\,(1 + 3{,}90802 \cdot 10^{-3} \cdot T - 0{,}580195 \cdot 10^{-6} \cdot T^2) \quad [\Omega]$$

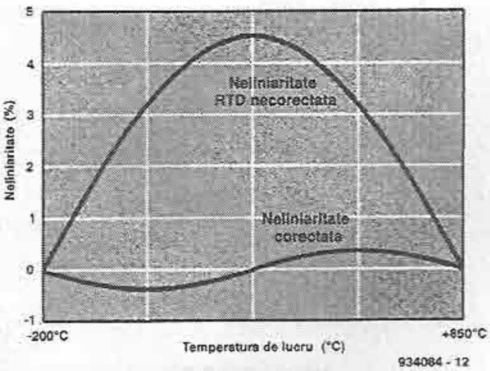
La 200°C, R_s = 175,8 Ω. Când se conectează această valoare la intrarea lui PT100, printr-un potențiometru, curentul maxim de măsurare (±20 mA) poate fi testat cu ușurință. În acest mod, se poate determina curentul și pentru alte valori ale rezistenței lui PT100 (a se citi: ale temperaturii).

Conform filei de catalog a producătorului, tensiunea de alimentare trebuie să fie de 9 V, dar este recomandabil să se folosească una mai ridicată, deoarece întotdeauna există pierderi în circuitul de alimentare. În schema circuitului, R_s este suma dintre rezistența liniilor de alimentare, valoarea rezistenței cu toleranțe strânse folosite pentru convertirea curentului în tensiune și rezistența internă a ampermetrului (dacă este folosit). În cazul prototipului, s-a stabilit ca R_s să nu fie mai mare de 400 Ω, cu o tensiune de alimentare de 15 V.

Tabel 1.

T °C	$R_{pt\,100}$ Ω	I_0 mA
200	175,8	19,36
100	138,5	11,57
50	119,4	7,69
0	100,0	3,80





Tabel 2.

	SPAN ΔT (°C)				
T_{min}(°C)	200	400	600	800	1000
-200	19/184 838	19/392 1063	19/637 1152	19/927 1159	19/1280 1140
0	100/167 1258	100/358 1201	100/581 1145	100/844 1089	
200	176/156 1110	176/334 1058	176/539 1003		
400	247/146 971	247/311 921			
600	314/136 841				

R_2/R_3
R_4

Așa cum s-a menționat, valorile rezistoarelor R_2-R_4 specificate sunt corespunzătoare pentru măsurări de temperatură în plaja 0 ÷ 200°C. Aceste valori trebuie modificate la 100 Ω, 358 Ω și 1200 Ω pentru 0 ÷ 400°C, și la 19 Ω, 184 Ω și 838 Ω pentru –200°C ... +200°C.

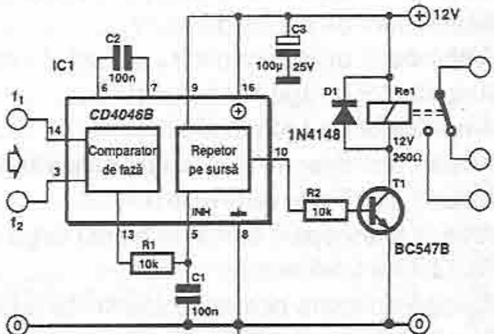
305 *Comutator acționat în frecvență*

Comutatoarele acționate în tensiune sunt ceva destul de obișnuit, însă cele acționate în frecvență sunt încă rarități. Cel descris aici se bazează pe un 4046, un PLL (buclă cu calare pe fază), a cărui structură este în întregime digitală.

Cele două frecvențe care trebuie comparate se aplică la pinii 3 și 14 ai lui IC_1. Ele trebuie să fie dreptunghiulare, cu amplitudinea egală cu tensiunea de alimentare de 3 ÷ 5 V. Factorul lor de umplere nu este important, deoarece CI reacționează doar la tranzițiile pozitive (fronturi). Dacă f_1 este mai mică decât f_2, ieșirea trece în „0". Dacă $f_1 = f_2$, la pinul 13 apare o tensiune dreptunghiulară al cărei factor de umplere este stabil și determinat de diferența de fază dintre cele două semnale. Această tensiune se convertește cu R_1 și C_1 într-o tensiune continuă, care se aplică apoi tranzistorului de comutație, printr-un repetor de sursă. Dacă nivelul tensiunii este suficient de ridicat, T_1 se va deschide și va activa releul. Teoretic, rata erorilor de comutare este 0, dar practic va trebui admisă o valoare de 0,1 %. Constanta de timp trebuie să fie de aprox. 10 ori mai mare decât perioada semnalului de intrare. Rapoarte mai mari întârzie nejustificat răspunsul circuitului.

Când frecvențele sunt aproape identice, până la activarea circuitului poate dura, în cel mai rău caz, o perioadă a semnalului diferență de frecvență.

Circuitul este potrivit pentru funcționarea la tensiuni de alimentare de 3 ÷ 15 V, dar aveți grijă ca alimentarea și tensiunea releului să fie identice. Tranzistorul T_1 poate comuta până la 100 mA. Curentul absorbit este de aprox. 0,5 mA plus curentul releului.



Index

A

Circuit nr.: Pag:

B

C

D

E

F

G

I

Î

L

M

T

V